Radioamator

STYCZEŃ 1960 ROK X NR 1

Spis treści

Str.

1 Z kraju i zagranicy
3 Lampy z „zimną" katodą (d.c.) — mgr inż. J. Buczkowski
6 Q-meter (miernik dobroci) — K. W.
10 Projektowanie obwodów wzmacniacza pośr. cz. do odbiornika tranzystorowego — inż. J. Justat
12 Z wizytą w Zakładach Radiowych „Tesla" — inż. W. Trusz
14 Odbiornik turystyczny 7-tranzystorowy — Z. Gummer
KF I UKF
15 Odbiornik komunikacyjny typ 75 A-4 — inż. A. Kosiarski SP5AY
18 Odbiornik do „Łowów na lisa" — W. Stocki SP4VE
21 Piętnastolecie Ligi Przyjaciół Żołnierza
Przegląd schematów
22 Odbiornik „Calypso" — inż. A. Karge
15 O wzmacniaczu ze sprzężeniem katodowym (katodyna) — M. R.
31 Plan wydawniczy Redakcji Książek Łączności WK na r. 1960
III okł. Przegląd wydawnictw
IV okł. Czy wiecie, że...

Miesięcznik RADIOAMATOR — Wydawnictwa Komunikacyjne, Warszawa, ul. Kazimierzowska 52

Redaguje KOMITET REDAKCYJNY. Adres redakcji: Warszawa 1, ul. Nowowiejska 1, tel. 21-34-06

Zamówienia i przedpłaty na prenumeratę przyjmowane są w terminie do dnia 15-go miesiąca poprzedzającego okres prenumeraty przez Urzędy Pocztowe, listonoszy oraz Oddziały i Delegatury „Ruchu". Można również zamówić prenumeratę dokonując wpłaty na konto PKO Nr 1-6-100020 — Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw „Ruch" — Warszawa, ul. Srebrna 12.

Cena prenumeraty: kwartalnej zł 15.—, półrocznej zł 30.—, rocznej zł 60.—. Cena prenumeraty zagranicą jest o 40% wyższa od ceny podanej wyżej. Przedpłaty na tę prenumeratę przyjmuje na okresy kwartalne, półroczne i roczne Przedsiębiorstwo Kolportażu Wydawnictw Zagranicznych „Ruch" w Warszawie, Wilcza 46 za pośrednictwem PKO — Warszawa konto Nr 1-6-10024.

Egzemplarze zdezaktualizowane można nabywać w Księgarni „Wspólna Sprawa„ w Warszawie, przy ul. Marszałkowskiej 28. Zamówienia spoza Warszawy należy kierować do ww księgarni.

Ogłoszenia w cenie zł 10.50 za 1 cm² na stronach okładkowych w wymiarach do 240 cm² lub ogłoszenia drobne w cenie 3 zł za wyraz, przyjmuje Dział Handlowy Wydawnictw Komunikacyjnych w Warszawie, ul. Kazimierzowska 52.

Nakład 30 100 egz. Ark. 4. Papier druk. sat. V kl. 60 g, AO. Podpisano do druku 8.I.1960 r. Druk ukończono 10.I.1960 r.

Zakł. Graf. RSW „Prasa", Warszawa, Smolna 12. Z. 2142. W-27.

Radioamator

ROK X STYCZEŃ 1960 Nr 1

Z kraju i zagranicy

Nowa technika łączności dalekosiężnej na zakresie mikrofalowym

W laboratoriach angielskich zakładów wytwórczych Standard Telephones and Cables Ltd. prowadzone są badania i próby nad praktycznym zrealizowaniem dalekosiężnej łączności mikrofalowej. Jak dotychczas — nie uzyskano jeszcze takich wyników, które by wskazywały na możliwość wprowadzenia do użytku nowego systemu łączności na dalekie odległości, opartego na wykorzystaniu zakresu mikrofalowego. Tym niemniej jednak próby są kontynuowane, a ich motorem staje się nacisk coraz bardziej narastających potrzeb w zakresie łączności porozumiewawczej i komplikujące się problemy rozbudowy urządzeń już istniejących.

Przeprowadzone badania polegają na stosowaniu prowadnic falowych (falowodów) w postaci rur o średnicy ok. 70 mm, które — teoretycznie biorąc — pozwalają uzyskać (w odniesieniu do każdej z nich) 400 kanałów dla transmisji telewizyjnej i ok. 100 000 kanałów dla transmisji telefonicznej. Ze względów ekonomicznych używa się do prób rury utworzonej ze zwiniętego śrubowo drutu aluminiowego eloksalowego, pokrytą od zewnątrz araldítem o długości 600 m.

Kierunkowe przesyłanie fal wspomnianego zakresu na bardzo znaczne odległości przy użyciu prowadnic — wymaga ze względu na występujące tłumienie — stosowania odpowiednich wzmacniaczy w odstępach co 30 km.

Stacje radarowe na sztucznych wyspach morskich

Jeden z austriackich periodyków technicznych zamieścił informację na temat realizowanej sieci stacji radarowych wzdłuż brzegów Oceanu Atlantyckiego od Nowego Jorku do Nowej Funlandii. Stacje te mają być umieszczone na sztucznych wyspach w promieniu od około 100 do 1500 km od brzegu i będą przeznaczone do kontroli samolotów, rakiet itp.

Pierwsza tego typu stacja została już zbudowana.

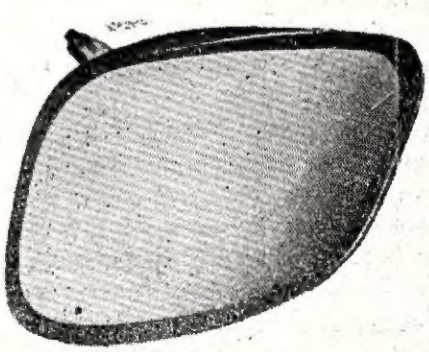
Sztuczna wyspa ma kształt trójkąta wspartego na palach z rur stalowych (o średnicy ok. 3 m i długości 50 m) wypełnionych zbrojonym betonem. Dla ochrony przed korozją — rury te pokrywa się specjalną powłoką odporną na wpływy wody morskiej i atmosfery.

Na płycie nadwodnej (tj. na platformie) prócz samej aparatury radarowej i pomieszczenia dla obsługi — będzie również lądowisko dla śmigłowców.

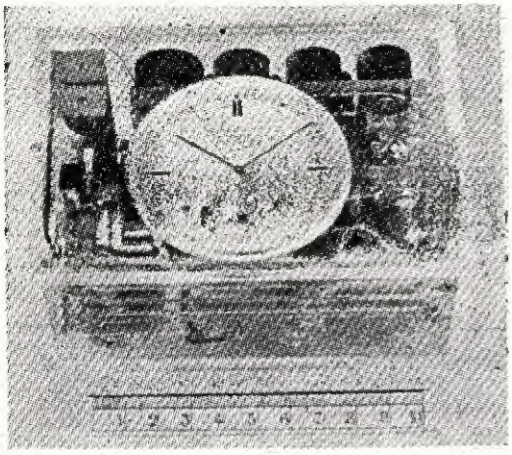
Aluminizowany kineskop radziecki o kącie odchylania 110°

Dotychczas powszechnie stosowane są kineskopy o kącie odchylania 90°. Dążąc więc do skrócenia ich wydłużonych kształtów i co za tym idzie — głębokości odbiorników telewizyjnych — konstruktorzy radzieccy opracowali nowy typ aluminizowanej lampy kineskopowej o nomenklaturze *43ŁK6B*. Lampa ta o kącie odchylania 110°, z systemem elektromagnetycznego odchylania i elektrostatystycznego skupiania, przeznaczona jest do pracy w odbiornikach telewizyjnych i posiada następujące parametry: napięcie żarzenia 6,3 V, prąd żarzenia — nie większy niż 0,66 A, napięcie drugiej anody — 14 kV, napięcie przyśpieszające 300 V. Biały odcień poświaty ekranu i średni czas zaniku wzbudzonego efektu świetlnego stawiają ten kineskop w rzędzie najlepszych lamp spośród dotychczas produkowanych.

Długość lampy wynosi 330 mm, przekątna ekranu 43 cm, ciężar 4,7 kg.



Miniaturowy zegar kwarcowy



Firma Patek Philippe w Genewie produkuje najmniejsze zegary kwarcowe na świecie. Objętość całkowita tego zegara łącznie z akumulatorem zasilającym wynosi zaledwie 830 cm^3.

Częstotliwość wzorcową wytwarza generator kwarcowy o częstotliwości 10 kHz. Kompensacja temperatury kwarcu zapewnia dokładność $\mp 1 \cdot 10^{-6}$ na 24 godziny w temperaturze otoczenia w granicach $0 \div 50°C$. Częstotliwość kwarcu jest podzielona 600-krotnie, tzn. do 162/3 Hz wprowadzona jest do wzmacniacza, który dostarcza mocy potrzebnej do uruchomienia mikrosilnika synchronicznego. Silniczek ten, o średnicy 20 mm i wysokości 34 mm, produkowany jest w w specjalnym wykonaniu przez tę samą firmę.

Całkowite wymiary zegara wynoszą: 134 x 94 x 66 mm.

Zawiera on 16 tranzystorów i pobiera moc 15 mW przy napięciu zasilającym 1,25 V. Zegar może być zasilany z akumulatorka, który wystarcza na 70 godzin pracy, lub też z baterii słonecznej; poza tym może być zasilany również z dowolnego innego źródła napięcia stałego.

Obiektywny odczyt dokładnego czasu zapewnia lusterko ze wskazóweczką umieszczoną na sekundniku, podobnie jak w galwanometrze lusterkowym.

Całkowita dokładność zegara wynosi 0,1 sekundy na 24 godziny.

Z zagadnień dalszego postępu technicznego w telewizji kolorowej

Nadawane w Anglii kolorowe programy telewizyjne mają nadal jeszcze charakter eksperymentalny. Zaledwie parę tylko wytwórni zaryzykowało dotychczas produkcję specjalnych odbiorników do telewizji kolorowej; większość producentów natomiast nie kwapi się do rozruchu tej gałęzi przemysłu, wychodząc z założenia, że byłby on przedwczesny (wysoki koszt, a tym samym mały popyt). W samej rzeczy — nowoczesne telewizory dla odbioru programów kolorowych przedstawiają bardziej skomplikowane, a więc i droższe urządzenia niż zwykłe, przeznaczone do odbioru obrazów czarno-białych. W grę wchodzi tu bowiem konieczność wyposażenia odbiornika w 3 lampy kineskopowe (dla barwy zielonej, niebieskiej i czerwonej) i oddzielny ekran odtwarzający obraz kolorowy (lub w jedną lampę kineskopową posiadającą specjalne działo elektronowe oraz specjalną warstwę fosforyzującą na ekranie).

Jak na razie jeszcze — telewizja kolorowa na użytek domowy ma zastosowanie raczej ekskluzywne. Większe możliwości praktycznego wykorzystania znajduje obecnie w medycynie (śledzenie operacji chirurgicznych przez medyków oraz stawianie diagnoz lekarskich).

Przemysł elektroniczny w W. Brytanii

Mimo, iż skala ogólnej wytwórczości przemysłowej w tym kraju uległa w ostatnim roku pewnej obniżce, to jednak wartość produkcji przemysłu elektronicznego w stosunku do r. 1957 dość wydatnie wzrosła (z 260 mln funtów do 287 mln funtów). Kształtowanie się poziomu wytwórczości w poszczególnych grupach urządzeń nie było wszakże równomierne. Nie wykazało wahań zapotrzebowanie na matematyczne maszyny elektronowe, wzrosła produkcja elektronowej aparatury dla nawigacji lotniczej i morskiej, natomiast skurczyła się wytwórczość odbiorników radiowych i telewizyjnych.

Osiągnięcia i trudności przemysłu telewizyjnego w USA

Szczytowym okresem produkcji odbiorników telewizyjnych w USA był rok 1955; sprzedana wówczas masa towarowa z tej właśnie branży wyraziła się liczbą 7 800 000 telewizorów. W ostatnich jednak latach sytuacja przemysłu telewizyjnego w tym kraju ulega stałemu pogarszaniu; zakres produkcji kurczy się i co roku pewna ilość mniejszych zakładów wstrzymuje swą działalność. W związku z coraz większym nasyceniem rynku wewnętrznego — zakup telewizorów stale się obniża (w r. 1956 sprzedano 7 400 000 szt., w r. 1957 — 6 400 000 szt., w r. 1958 — 4 900 000 szt.), co oczywiście pociąga za sobą spadek wytwórczości, i to dość poważny. Nie spełniły się też w pełni nadzieje producentów pokładane w upowszechnieniu telewizji kolorowej. Konieczność dalszego doskonalenia techniki odbioru programów kolorowych z jednej strony i obniżenie cen sprzedaży odbiorników telewizji kolorowej z drugiej strony, to podstawowe zależności zwiększenia popytu na ten sprzęt, a więc i ożywienie malejącej — jak dotychczas — produkcji.

Zautomatyzowanie produkcji tranzystorów

W jednej z amerykańskich wytwórni urządzeń elektronicznych wprowadzono nową metodę produkcji tranzystorów, polegającą na uproszczeniu całego procesu i zautomatyzowaniu go. Rzecz polega na kształtowaniu tranzystorów bezpośrednio na gładkiej powierzchni wąskich i nadzwyczaj cienkich tasiemek. Metoda ta pozwala na wytwarzanie przyrządów półprzewodnikowych w sposób mniej kosztowny i mniej pracochłonny, a ponadto umożliwia dalsze zmniejszenie wymiarów urządzeń elektronicznych i zużycia energii elektrycznej przy ich pracy.

Mgr. inż. Janusz Buczkowski

Lampy z „zimną" katodą (d.c.)

Przerzutniki

Przerzutniki, nazywane także trygerami lub obwodami *flip-flap*, stosowane są szeroko jako dwójkowe elementy liczące, pamięciowe, jako układy wytwarzające przebieg prostokątny do sterowania układami bramkowymi itp. Omówię zasady pracy i sposoby wyznaczania wartości elementów dwóch typów przerzutników.

Przerzutnik ze sprzężeniem w katodzie.

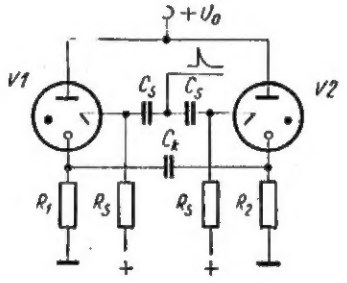
Ten typ przerzutnika jest najprostszy; wymaga najmniejszej liczby elementów i dzięki temu jest stosunkowo tani; podstawowy schemat przedstawia rys. 10.

Do przejścia z jednego stanu stabilnego w drugi wymaga on sterowania impulsami dodatnimi. Praca jego przebiega w sposób następujący. Załóżmy, że w stanie początkowym lampa *V1* jest zapalona i przewodzi prąd. Na jej katodzie, dzięki spadkowi napięcia na oporniku R_1, istnieje potencjał dodatni. Gdy pojawi się teraz impuls sterujący — zapali się lampa *V2*, mająca siatkę spolaryzowaną dodatnim napięciem. Zapaleniu się lampy *V2* towarzyszy gwałtowny skok potencjału jej katody od wartości 0 do wartości U_k. Ten dodatni skok potencjału zostanie przeniesiony przez kondensator C_k na katodę lampy *V1*, powodując podwyższenie jej potencjału. Podwyższenie się potencjału katody lampy *V1* powoduje w efekcie obniżenie różnicy potencjałów pomiędzy anodą i katodą poniżej wartości napięcia jarzenia i w rezultacie lampa *V1* gaśnie. Gdy pojawi się z kolei następny impuls sterujący, spowoduje on zapalenie się lampy *V1* i wygaszenie lampy *V2* w taki sposób, w jaki uprzednio wygaszona została lampa *V1*. Przebiegi napięć na katodach lamp przedstawione są na rys. 11.

Obniżenie napięcia na głównej szczelinie, mające na celu wygaszenie lampy, powinno trwać odpowiednio długo, tak aby wygaszona lampa zdążyła się zdejonizować. Odpowiedni czas trwania tego procesu zapewnia właściwie dobrana pojemność kondensatora C_k.

Wartości oporników R_1 i R_2

Ponieważ przerzutnik jest układem symetrycznym, przeto oporniki R_1 i R_2 są sobie równe i w dalszym ciągu oznaczane będą jako R_k. Wartość R_k obieramy taką, aby przy danym napięciu zasilania U_o — wartość prądu ustalonego, płynącego



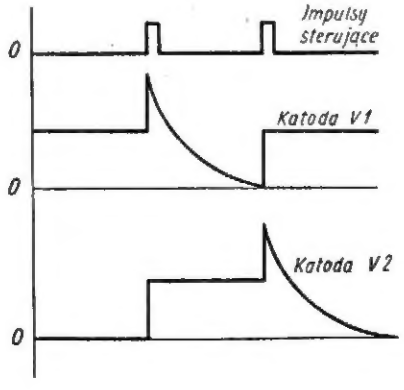
Rys. 10

przez lampę po jej zapaleniu się, nie przekraczała maksymalnej dopuszczalnej wartości prądu dla użytego typu lampy. Zgodnie z tym:

$$R_k = \frac{U_o - U_l}{I_n}$$

gdzie R_k — opornik katodowy.

Gdy spadek napięcia na katodzie jest dostatecznie duży, w czasie wygaszania lampy potencjał jej katody uzyskuje chwilowo wartość równą w przybliżeniu $2\,U_k$, katoda staje się



Rys. 11

dodatnią w stosunku do siatki i może nastąpić zapłon szczeliny pomocniczej w kierunku katoda-siatka. Zapalenie się tej szczeliny spowoduje przerzut wyładowania na szczelinę główną i tym samym unieruchomienie przerzutnika. Zjawisko to wystąpi, gdy będzie spełniona zależność

$$2\,U_k - U_s \geqslant U'_{zs}$$

gdzie:

U_k — spadek napięcia na R_k,
U_s — napięcie polaryzacji siatki,
U'_{zs} — napięcie zapłonu szczeliny pomocniczej w kierunku katoda-siatka.

Wobec tego

$$U_k \leqslant \frac{U'_{zs} + U_s}{2}$$

Ponieważ w układzie omawianego przerzutnika o wielkości napięcia U_k decydują wartości U_o i U_j, wypływa z tego dodatkowy warunek na wielkość napięcia zasilającego przy danym U_j:

$$U_o \leqslant U_k + U_j$$

gdzie oczywiście U_k spełnia wyżej podany warunek. Ogranicza to maksymalną wartość napięcia zasilania.

Wartość kondensatora C_k

Przy wyznaczaniu wartości C_k przyjmujemy dla uproszczenia, że oporność dynamiczna lampy jest równa 0, tak że przebieg ładowania się kondensatora C_k przebiega ze stałą czasu $R_k\,C_k$. Przy takim założeniu można uważać, że na katodzie wygaszanej lampy pojawia się dodatni skok potencjału o amplitudzie równej U_k, ponieważ do takiego napięcia był już uprzednio naładowany kondensator C_k. Od momentu zapalenia się jednej lampy, a zgaśnięcia drugiej — kondensator ten będzie się przeładowywał i napięcie na nim zmieni znak. Ważne jest dla nas, aby czas po jakim napięcie na kondensatorze osiągnie wartość zerową był co najmniej równy czasowi dejonizacji lampy, bowiem po tym czasie napięcie na szczelinie

głównej zacznie przybierać wartości większe od U_j. Bez spełnienia tego warunku istniałaby możliwość powstania ponownego zapłonu.

Ostatecznie wartość C_k wyznaczamy z zależności

$$C_k = \frac{t_d}{0{,}69\ R_k}$$

gdzie t_d — czas dejonizacji.

Wartości R_s i C_s

Zadaniem obwodu $R_s\ C_s$ jest dorowadzenie napięcia polaryzującego siatkę oraz możliwie mało zniekształcone przeniesienie impulsu sterującego.

Aby obwód $R_s\ C_s$ przeniósł impuls sterujący z możliwie małymi zniekształceniami, jego stała czasu powinna być około 3—5 razy większa od czasu trwania impulsu sterującego. Ogólnie można przyjąć

$$R_s C_s = (3 - 5)\,\tau_i$$

gdzie τ_i — czas trwania impulsu sterującego.

Ze względu na pojemność własną lampy oraz pojemność montażu wartość pojemności C_s nie powinna być mniejsza niż 100—150 pF. Przy przeciętnie spotykanych parametrach impulsów sterujących — przeciętne wartości R_s są rzędu 0,5 — 1 MΩ.

Maksymalna częstotliwość pracy

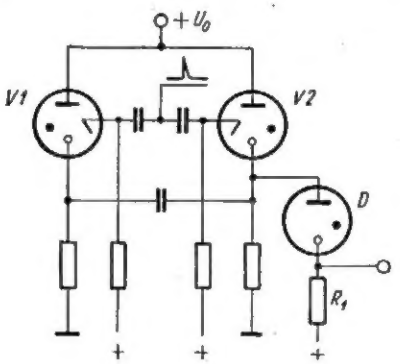
Jeżeli odstęp czasu pomiędzy dwoma kolejnymi impulsami sterującymi będzie zbyt mały, to w momencie pojawienia się kolejnego impulsu sterującego prąd ładowania kondensatora C_k nie osiągnie jeszcze wartości równej zeru, a co za tym idzie — na katodzie wygaszonej lampy będzie jeszcze istniało pewne napięcie dodatnie. Spowoduje ono zmniejszenie efektywnego napięcia polaryzującego siatkę w stosunku do katody o tę właśnie wartość. W związku z tym, że zmalało napięcie polaryzacji siatki, trzeba by było doprowadzić impulsy sterujące o większej amplitudzie. Jeżeli amplituda impulsów sterujących jest stała, a tak najczęściej bywa, to opisane wyżej zjawisko spowoduje albo w ogóle wstrzymanie pracy przerzutnika, albo będzie on pracował nieregularnie (np. co drugi impuls). Jeżeli dopuści się pewną wartość napięcia resztkowego (jakie może być na katodzie wygaszonej lampy w czasie gdy pojawia się kolejny impuls sterujący) i oznaczy je przez U_R, to maksymalna częstotliwość, z jaką może pracować przerzutnik, będzie

$$f_{max} = \frac{1}{R_k C_k \ln \frac{2\ U_k}{U_R}}$$

Uwagi

Gdy omówiony przerzutnik sterowany jest ciągiem impulsów, w którym zawarte są również impulsy ujemne, zachodzi możliwość nieprawidłowego zapłonu lampy. W tym przypadku różnica napięć między siatką i anodą może okazać się wystarczającą do spowodowania zapłonu w przestrzeni siatka-anoda, a co za tym idzie — do przerzutu wyładowania na szczelinę główną. Aby temu zapobiec, bocznikuje się siatki diodami.

Zasadnicza wada omawianego przerzutnika polega na tym, że zmian napięcia na katodzie nie można bezpośrednio wykorzystać jako

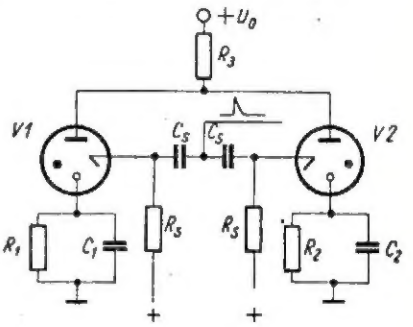


Rys. 12

kryteriów pracy układu dwójkowego. Jeżeli np. chcielibyśmy przebieg na katodzie zróżniczkować i otrzymane tą drogą impulsy wykorzystać do sterowania innych układów, to jak widać z rys. 11 otrzymalibyśmy po dwa impulsy dodatnie za jeden cykl pracy przerzutnika. Powinien być natomiast tylko jeden impuls dodatni, ponieważ układ przerzutnika dzieli ilość impulsów sterujących przez 2. Aby jednak zapewnić taką pracę przerzutnika, dołączamy do katody jego lampy odpowiednio spolaryzowaną diodę gazowaną (rys. 12). Zapalenie się lampy $V2$ nie powoduje zapłonu diody; dopiero gdy na katodzie lampy $V2$ pojawi się impuls wygaszający ją, napięcie będzie dostateczne do spowodowania zapłonu diody D_1. W ten sposób impuls wyjściowy będzie występował przy co drugim impulsie sterującym przerzutnik, który będzie teraz pracował jak w klasycznym układzie dwójkowym.

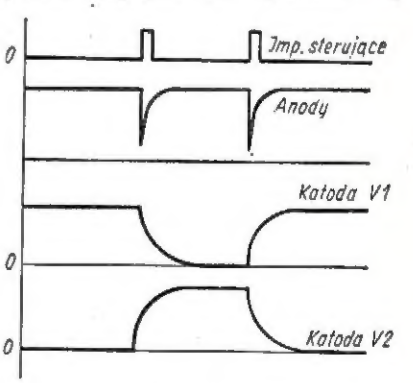
Przerzutnik ze wspólnym opornikiem anodowym

Układ przerzutnika ze wspólnym opornikiem anodowym przedstawiony jest na rys. 13. Przerzutnik ten, podobnie jak omawiany poprzednio,



Rys. 13

sterowany jest impulsami dodatnimi. Pracuje on w następujący sposób. Załóżmy, że w chwili początkowej zapalona jest lampa $V1$. Prąd płynący przez lampę powoduje pewien spadek napięcia na oporniku R_3 i na oporniku R_1. Kondensator C_1 jest naładowany do napięcia równego spadkowi napięcia występującego na oporniku R_1. W tym stanie na niepalącej się lampie $V2$ panuje napięcie równe $IR_1 + U_j$. Gdy pojawi się teraz impuls sterujący, zapali się lampa $V2$. Ponieważ znajdujący się w jej katodzie kondensator C_2 nie jest naładowany, w pierwszej chwili przez lampę przepłynie prąd równy $\frac{IR_1 + Uj}{R_3}$ powodując tym samym zwiększony spadek napięcia na oporniku R_3.



Rys. 14

Kondensator C_1 był już uprzednio naładowany i potencjał katody lampy $V1$ będzie wyższy od potencjału ziemi, tak że przy wystąpieniu na

oporniku R_3 zwiększonego spadku napięcia — napięcie między anodą i katodą lampy *V1* obniży się i lampa ta zgaśnie. Przy nadejściu następnego impulsu sterującego zapali się lampa *V1* i wygasi w sposób już opisany lampę *V3*. Przebieg napięć na anodach i katodach lamp pokazano na rys. 14. Pojemności C_1 i C_2 powinny mieć taką wartość, aby zapewnić dostatecznie długie utrzymanie napięcia na szczelinie głównej wygaszanej lampy poniżej napięcia jarzenia tak, aby zdążyła się ona na pewno zdejonizować.

Wartość oporników R_1, R_2 i R_3

W przerzutniku, który jest układem symetrycznym, będzie $R_1 = R_2 = R_k$. Zastosowane w układzie oporności R_k i R_3 muszą spełniać warunek ogólny:

$$\frac{U_o - U_j}{R_k + R_3} = I_n$$

lub inaczej $I_n R_k + I_n R_3 + U_j = U_o$.

Jako efekt pracy omawianego przerzutnika wykorzystujemy przebieg napięcia na katodzie. Wymaganą wartość napięcia wyjściowego będzie wyznaczała wartość R_k. Można więc przyjąć:

$$R_k = \frac{U_k}{I_n}$$

Znając oporność R_k można wyznaczyć wartość oporności R_3 z zależności

$$R_3 = \frac{U_o - |U_j + I_n R_k|}{I_n}$$

Wartość R_s C_s

Podobnie jak dla przerzutnika ze sprzężeniem w katodzie, obwód $R_s C_s$ powinien mieć stałą czasu około 3—5 razy większą od czasu trwania impulsu.

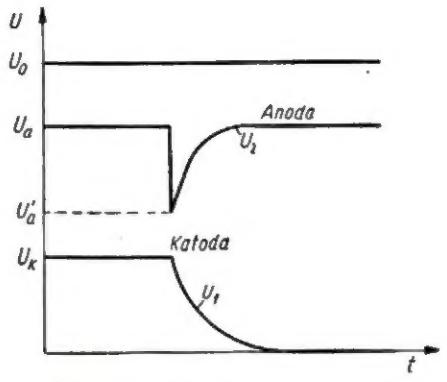
Wartość C_1 C_2

Najprostszą metodą określenia wartości pojemności $C_1 = C_2 = C_k$ jest metoda graficzna. Postępujemy tu w następujący sposób: przebieg napięcia na katodzie wygaszanej lampy można wyrazić równaniem:

$$u_1 = U_k \cdot e^{-\frac{t}{R_k C_k}} = U_k \cdot e^{-\frac{t}{\tau_1}}$$

gdzie

u_1 — chwilowe wartości napięcia katody,
U_k — wartość ustalona napięcia katody,
τ_1 — $R_k C_k$.



Rys. 15

Przebieg napięcia na anodzie lampy wygaszonej (rys. 15) można wyrazić:

$$u_2 = U'|1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}| + U'_a$$

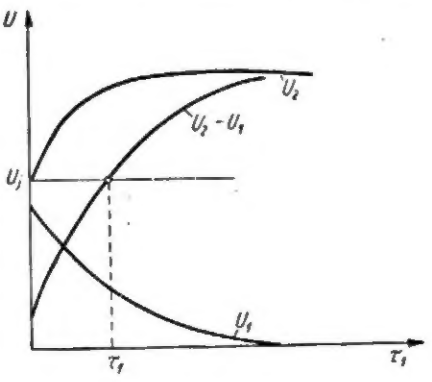
gdzie

u_2 — chwilowe wartości napięcia anody,

$$\tau_2 = \frac{R_k R_3}{R_k + R_3} C_k$$

$U'_a = U_j$,
$U' = U_o - I_n R_3 - U_j$.

Ze względu na zdejonizowanie się lampy interesuje nas, po jakim czasie różnica napięć między u_2 i u_1 osiągnie wartość U_j. Wykreślamy krzywe u_1 i u_2 oraz $(u_2 - u_1)$. Następnie kreślimy linię poziomą odpowiadającą wartości U_j. Przecięcie tej prostej z krzywą $(u_2 - u_1)$ rzutowane na oś czasu wyznacza okres, po jakim napięcie na szczelinie głównej osiąga wartość U_j (rys. 16). Wykresy najdogodniej jest sporządzić nie w skali sekund, lecz w skali τ_1. W tym celu wykładnik potęgi e zawierający τ_2 należy sprowadzić do τ_1:



Rys. 16

$$\frac{\tau_2}{\tau_1} = \frac{R_3}{R_k + R_3} = n$$

$$\tau_2 = n\,\tau_1$$

Ostatecznie

$$u_2 = U'|1 - e^{-\frac{t}{n\tau 1}}| + U'_a$$

Kolejne punkty wykresu otrzymujemy, podstawiając za t odpowiednio $0{,}1\,\tau_1$, $0{,}2\,\tau_1$, $0{,}3\,\tau_1$ ... $1\,\tau_1$. Gdy po sporządzeniu wykresu odczytujemy, że napięcie U_j zostaje osiągnięte po czasie $\alpha\tau_1$, można ostatecznie określić wartość C_k z zależności

$$C_k = \frac{t_d}{\alpha R_k}$$

gdzie t_d — czas dejonizacji lampy.

Maksymalna częstotliwość pracy

Podobnie jak w przerzutniku ze sprzężeniem w katodzie, należy uwzględnić rozładowywanie się kondensatora C_k przez oporniki R_k. Maksymalną częstotliwość pracy określa się z zależności

$$f_{max} = \frac{1}{R_k C_k \ln \frac{U_k}{U_R}}$$

gdzie U_R — napięcie resztkowe na katodzie wygaszonej lampy.

Uwagi

Przerzutnik ze wspólnym opornikiem anodowym może być wykorzystany jako dwójkowy element liczący, albo jako układ sterujący inne elementy. Stosowanie go jako dwójnika układu liczącego, przy użyciu lamp o przeciętnie spotykanych czasach dejonizacji (około 400—500 μs) narzuca konieczność wprowadzenia dodatkowego członu „przekazującego" impuls wyjściowy (rys. 17), gdyż narastanie napięcia na katodzie lampy przerzutnika, odbywające się ze stałą czasu $\frac{R_k R_3}{R_k + R_3} C_k$ jest zbyt powolne, aby można było drogą różniczkowania go otrzymać impuls o amplitudzie i szerokości odpowiedniej do zapalenia lampy następnego stopnia.

d. c. na str. 20

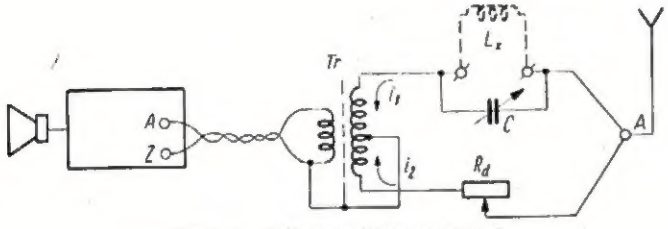
Q-meter

(miernik dobroci)

DLA POCZĄTKUJĄCEGO radioamatora dziedziną na ogół mało znaną i „tajemniczą" są zagadnienia związane z projektowaniem i wykonywaniem obwodów w.cz. Dotyczy to przede wszystkim indukcyjności, z pojemnościami są na ogół mniejsze kłopoty. Problem wykonania pewnych cewek jest częstokroć nawet dla zaawansowanych radioamatorów problemem niełatwym. Bez dobrych obwodów nawet najlepiej zmontowany odbiornik nie da zadowalających rezultatów, ponieważ cewki decydują o jego jakości.

Trzeba stwierdzić, że to jest rzeczywiście poważny problem, o ile bowiem inne elementy można badać i mierzyć w stosunkowo prosty sposób, o tyle pomiar indukcyjności cewki oraz jej dobroci wymaga skomplikowanych przyrządów, a takimi na ogół radioamatorzy nie dysponują.

Aby uzupełnić tę lukę i dać początkującym chociażby prymitywne narzędzie do ręki — opracowano i wykonano model bardzo prostego przyrządu, za pomocą którego można mierzyć indukcyjność cewki oraz jej dobroć, a ponadto mierzyć pojemności w granicach do około 400 pF oraz określać orientacyjnie ich jakość.



Rys. 1. Schemat ideowy układu

Schemat ideowy układu przedstawiono na rys. 1. Jest to — jak widać — mostek w.cz., w skład którego wchodzi transformator różnicowy *Tr*, obwód strojony *LC* oraz opornik regulowany R_d. Mostek zasilany jest napięciem w.cz. z krótkiej anteny, a jako wskaźnik równowagi służy jakikolwiek odbiornik.

Działanie układu jest nader proste: obwód *LC* w rezonansie przedstawia sobą oporność $R = \frac{L}{rC}$, której wielkość jest zależna m.in. od współczynnika dobroci obwodu:

$$Q = \frac{2\pi f \cdot L}{r}$$

gdzie r — oporność strat cewki.

Jeśli opornikiem R_d w drugiej gałęzi mostka dobierzemy wartość oporności równą oporności obwodu rezonansowego, to — w założeniu symetrii transformatora *Tr* — prądy i_1, i_2 będą równe, strumienie magnetyczne będą skierowane przeciw sobie i zniosą się, zaś na uzwojeniu wtórnym (z_2) napięcie indukowane będzie równe zeru. Cisza w odbiorniku wskaże nam moment równowagi mostka.

Mając wykalibrowany kondensator o pojemności *C* oraz opornik R_d wprost na skalach pokręteł tych elementów można — znając częstotliwość, na której przeprowadzono pomiar — wyliczyć interesujące nas wielkości: indukcyjność cewki (*L*) oraz jej dobroć (*Q*); zakładamy w tym miejscu, że kondensator obwodu — jako powietrzny — jest bezstratny, a całość strat umiejscowiona jest w mierzonej cewce, co zresztą niezbyt odbiega od rzeczywistości.

Wychodząc z podstawowej zależności

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

znajdziemy — po wprowadzeniu praktycznie stosowanych jednostek i odpowiednim przekształceniu

$$L_x = \frac{25\ 300}{f^2 \cdot C}$$

gdzie:

L_x — indukcyjność w μH,
C — pojemność w pF,
f — częstotliwość w MHz.

Dobroć obwodu, czyli w naszym założeniu dobroć cewki znajdziemy na podstawie zależności

$$1)\ Q = \frac{\omega L}{r} = \frac{2\pi f L}{r}$$

$$2)\ R_d = R = \frac{L}{r \cdot C}$$

czyli

$$R_d = \frac{Q}{2\pi f \cdot C}$$

przy czym w praktyce korzystać będziemy ze wzoru przekształconego

$$Q = R_d \cdot 6{,}28 \cdot f \cdot C$$

gdzie

R_d — oporność dynamiczna obwodu w MΩ,
f — częstotliwość w MHz,
C — pojemność w pF.

W tym miejscu można by postawić zarzut, że amatorska konstrukcja mostka w.cz. z uwagi na brak odpowiednich elementów, brak ekranowania, nieuniknione sprzężenia itp. będzie pozostawiała dużo do życzenia.

Jest to oczywiście słuszne, tym nie mniej wyniki uzyskiwane przy użyciu opisywanego przyrządu są na ogół wystarczające dla potrzeb amatorskich, bowiem częstotliwość pracy mostka jest ograniczona do zakresu fal średnich i długich, a staranne wykonanie transformatora różnicowego i prawidłowy montaż elementów leży w możliwościach każdego amatora.

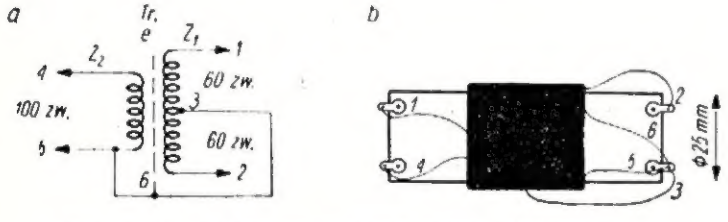
Bardzo wiele zależy również od precyzyjnego wykalibrowania elementów mostka. Należy jednocześnie stwierdzić, że pomiar cewek z dokładnością większą niż ± 10% nie jest na ogół potrzebny, gdyż dokładne wyregulowanie ich indukcyjności następuje dopiero w układzie odbiornika podczas strojenia.

Rezultaty uzyskiwane opisywanym przyrządem modelowym ilustruje tablica, w której podano wyniki pomiaru cewek o parametrach uprzednio dokładnie określonych Q - metrem firmy Tesla (dokładność ± 3%):

Cewka	Q-meter fabryczny		Q-meter amatorski	
	L	Q	L	Q
L_1	116 µH	69	120 µH	75
L_2	520 µH	94	500 µH	100
L_3	1580 µH	116	1600 µH	125

— jak widać różnice nie są zbyt wielkie.

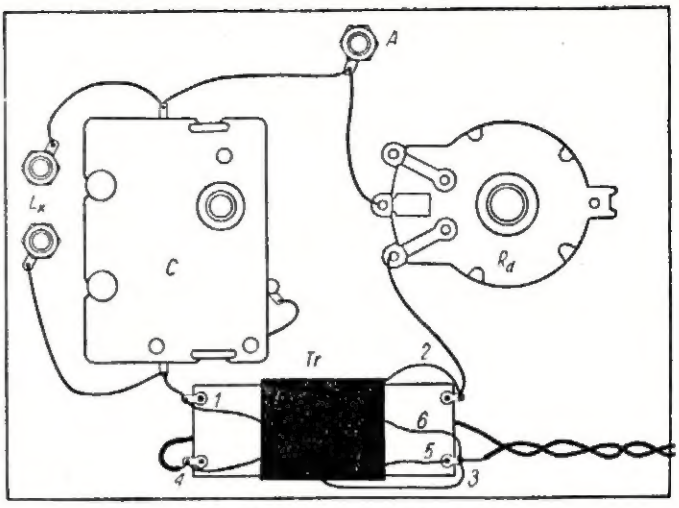
Konstrukcja przyrządu jest bardzo prosta i sprowadza się zasadniczo do nawinięcia transformatora różnicowego, zamontowania elementów na płycie przyrządu i połączenia ich przewodem montażowym. Najwięcej uwagi należy poświęcić wykonaniu transformatora, którego budowę wyjaśnia rys. 2 a, b. Na rurce preszpanowej lub podobnej (ze starego kondensatora) o średnicy 20÷30 mm nawijamy 100 zwojów drutem ⌀ 0,2 ÷ 0,4 mm w emalii i jedwabiu, ściśle, zwój przy zwoju; jest to uzwojenie wtórne (Z_2). Następnie nakładamy przekładkę z 2 ÷ 3 warstw papieru i nawijamy pewną ilość zwojów drutem o dowolnej średnicy, w izolacji lub bez, z odstępem do 1 mm między zwojami w ten sposób, aby uzwojenie to



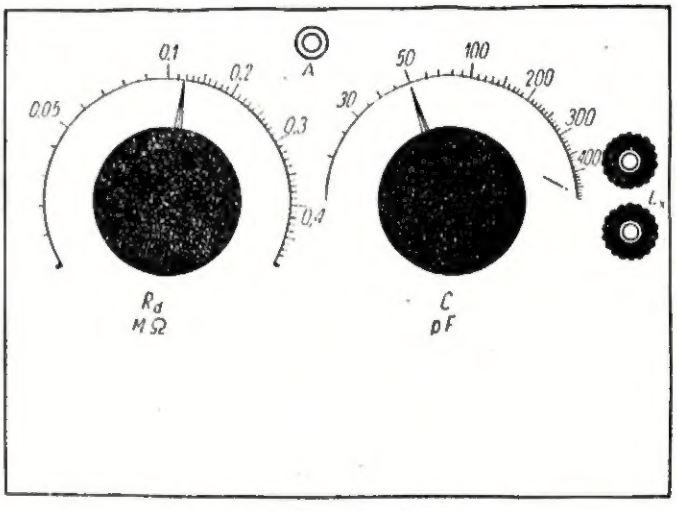
Rys. 2 ab. Wykonanie transformatora różnicowego

(służące jako ekran) całkowicie pokrywało poprzednio nawinięte uzwojenie. Z kolei nakładamy znowu przekładkę i nawijamy 120 zwojów drutem w emalii i jedwabiu o średnicy 0,2 ÷ 0,3 mm z wyprowadzonym odczepem w środku. Należy tu zwrócić szczególną uwagę na dokładne, symetryczne wykonanie tego uzwojenia.

W modelu zastosowano potencjometr logarytmiczny 0,5 MΩ oraz kondensator obrotowy powietrzny (produkcji krajowej — wykorzystując tylko połowę aparatu). Elementy zamontowano na płycie bakelitowej ≠ 3 mm o wymiarach 18 × 12 cm i połączono drutem montażowym w sposób przedstawiony na rys. 3. Do gałek potencjometra i kondensatora przymocowano wskazówki, zaś skalę wyryto wprost na płycie.



Rys. 3. Schemat montażowy



Rys. 4. Płyta frontowa

Rys. 4 przedstawia widok przyrządu z góry; uwidoczniono na nim jednocześnie nieliniowy charakter skali zmiennej oporności i pojemności.

Po zakończeniu montażu należy sprawdzić działanie przyrządu. W tym celu kontrolujemy najpierw działanie odbiornika, który ma nam służyć w przyszłości jako wskaźnik równowagi mostka. Załączamy go do sieci i nastawiwszy potencjometr siły głosu na maksimum badamy, czy bez załączonej anteny i uziemienia odbiera on jakieś stacje na zakresie średnio i długofalowym. Dla naszych celów najbardziej odpowiedni jest taki aparat, który w tych warunkach nie odbiera nawet silnej stacji lokalnej. Niestety, większość obecnie produkowanych odbiorników, o dość dużej czułości, warunku tego nie spełnia, dlatego też należy raczej z góry zrezygnować z pomiarów przeprowadzanych na tej częstotliwości, ponieważ mogą one prowadzić do fałszywych wyników. Aparaty starsze, w szczególności niektóre typy produkcji niemieckiej miały często dołączoną do gniazdka antenowego tzw. „antenę świetlną" (jeden z biegunów sieci zasilającej doprowadzony poprzez kondensator o pojemności około 200 pF). Połączenie to należy zlikwidować. Należy również usunąć doprowadzenie do metalowej ścianki spełniającej rolę anteny w większości aparatów o małych rozmiarach (typy „Philette", „Talizman" itp.).

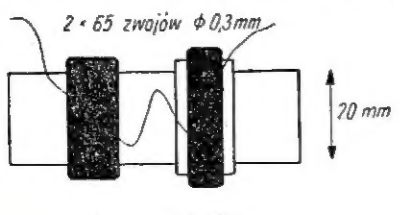
Po skontrolowaniu i ewentualnej modyfikacji odbiornika należy odpowiednio podłączyć do niego końcówki przyrządu i włączyć antenę do gniazda *A*. Do zaci-

sków L_x dołączamy jakąkolwiek z posiadanych pod ręką cewek przypominającą wyglądem średnio, długo lub pośredniofalową, zaś potencjometr ustawiamy w pozycji maksymalnej wartości — 0,5 MΩ. W tej sytuacji odbiornik nasz, o ile tylko nie jest zbyt mało czuły (rozstrojenie, utrata emisji lamp itp.) powinien odbierać dość dużo stacji na zakresie średniofalowym — pod warunkiem, że próbę przeprowadzamy wieczorem. Odbiornik dostrajamy do jakiejś niezbyt silnej stacji i wolno pokręcamy gałką kondensatora zmiennego naszego mostka, który działa w tym układzie jako eliminator. W pewnym położeniu kondensatora powinno nastąpić silne osłabienie odbieranej audycji, co oznacza, że obwód *LC* jest dostrojony do częstoliwości odbieranej stacji. W przypadku nieznalezienia rezonansu należy zmienić nastrojenie odbiornika do innej stacji, lub nawet przejść ewentualnie na fale długie i ponowić próby. Prawidłowo zmontowany przyrząd działa od razu zadowalająco.

Po dostrojeniu obwodu do rezonansu bardzo precyzyjnie manipulujemy drugim pokrętłem (R_d) i znajdujemy takie jego położenie, przy którym audycja zanika praktycznie zupełnie. Teraz nieznacznie korygujemy ustawienie zarówno kondensatora, jak i opornika, przy czym dostrojenie jest z reguły bardzo ostre, co jest najlepszym wskaźnikiem prawidłowego działania przyrządu.

W ten sposób wykonany i sprawdzony przyrząd należy z kolei wykalibrować (wykonać właściwe skale dla obu pokręteł). Najlepiej byłoby wycechować kondensator za pomocą mostka pojemnościowego w laboratorium. O ile nie mamy takiej możliwości, będziemy mogli wykonać to sami, oczywiście z mniejszą dokładnością.

Do tego celu trzeba się zaopatrzyć w kilka kondensatorów stałych, najlepiej ceramicznych, o tolerancji nie gorszej niż 5% i wartościach od kilkudziesięciu pF do 300 ÷ 400 pF (np. 50-100-200-300 pF) oraz cewkę średniofalową regulowaną za pomocą wkręcanego rdzenia magnetycznego. Jeśli nie posiadamy takiej cewki, należy samodzielnie nawinąć odpowiednią dwusekcjową cewkę wg rys. 5. Zmiana odległości pomiędzy sekcjami powo-



Rys. 5. Cewka dwusekcjowa

duje zmianę indukcyjności cewki i umożliwi dostrojenie obwodu. Zebrawszy odpowiednie elementy, przystępujemy do kalibrowania kondensatora obrotowego. W tym celu przygotowujemy skalę odpowiedniej wielkości z podziałką kątową 0-10-20-30...180° i przyklejamy ją prowizorycznie pod pokrętłem kondensatora zmiennego w ten sposób, aby przy maksymalnej jego pojemności strzałka wskazywała 180°. Następnie odłączamy jeden biegun kondensatora od zacisków *Lx*, a przyłączamy do nich pojemność stałą około 450 pF (np. 300 + 100 + 50 pF) oraz równolegle do niego przygotowaną uprzednio cewkę o zmiennej indukcyjności — jak to uwidoczniono na rys. 6.

Odbiornik nastawiamy na zakres fal średnich i dostrajamy go do jakiejś stacji na niższych częstotliwościach zakresu, tj. w pobliżu 550 kHz (np. Budapeszt — 539 kHz). Następnie dostrajamy obwód *LC* do tej częstotliwości w sposób analogiczny jak poprzednio, z tym że obecnie nie operujemy odłączonym kondensatorem obrotowym, lecz zmieniamy indukcyjność cewki.

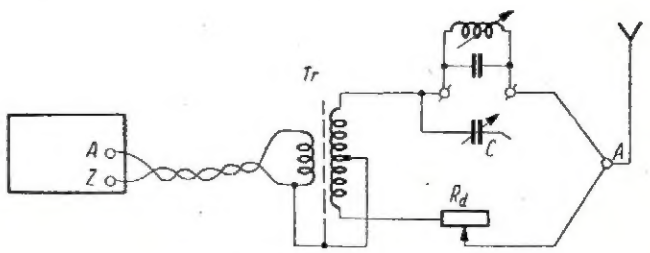
Znacznie wygodniejsze jest w tym przypadku stosowanie cewki z rdzeniem (który, jak wiemy, należy pokręcać przy użyciu śrubokrętu z materiału niemagnetycznego); stosowanie cewki powietrznej jest trochę kłopotliwe, należy bowiem wyeliminować wpływ ręki.

Po uzyskaniu dokładnego zrównoważenia mostka należy ustalić położenie rdzenia lub ruchomej sekcji cewki woskiem, lakiem lub tp., a następnie odłączywszy kondensatorek stały dolutować z powrotem odłączoną uprzednio końcówkę kondensatora obrotowego. Z kolei eliminujemy odbierany sygnał ponownie przez dostrojenie się kondensatorem obrotowym i zapisujemy otrzymane wyniki (tj. kąt wskazywany przez jego pokrętło oraz wartość stosowanego uprzednio kondensatora stałego np. 175° = 450 pF).

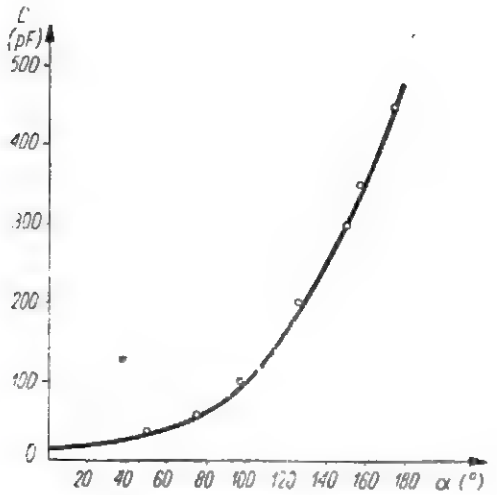
Opisaną wyżej procedurę kalibrowania należy wykonać możliwie starannie, wynik jej bowiem będzie służył za podstawę dalszej manipulacji. Następne punkty kalibrowania pojemności uzyskujemy już w sposób bardziej prosty, mianowicie dołączamy do zacisków L_x — równolegle do cewki — kondensator o pojemności np. 50 pF, co oczywiście spowoduje rozstrojenie obwodu eliminatora i pojawienie się audycji w głośniku. Operując pokrętłem kondensatora obrotowego, zmniejszamy jego pojemność aż do ponownego uzyskania ciszy w głośniku i zapisujemy drugi uzyskany w ten sposób wynik, np. 450 — 50 = 400 pF = 165°. Z kolei dołączamy inny kondensator stały np. 200 pF i powtórzywszy całą operację zapisujemy uzyskane wyniki w tablicy. W ten sposób możemy przekalibrować dość dokładnie cały kondensator za pomocą kilku stałych kondensatorów, łącząc je w razie potrzeby szeregowo lub równolegle w celu zwiększenia ilości pomiarów.

Na podstawie tablicy pomiarów sporządzamy następnie wykres na papierze milimetrowym. Na osi poziomej odkładamy kąt obrotu kondensatora zmiennego, zaś na pionowej odpowiadającą temu położeniu wartość pojemności. Przy łączeniu uzyskanych punktów krzywą, należy zwrócić uwagę na właściwą interpolację, omijając ewentualne błędy pomiaru i pamiętać jednocześnie o tym, że pojemność początkowa kondensatora zmiennego wynosi zwykle około 15 pF. Dla lepszej orientacji na rys. 7 pokazano krzywą kalibrowania kondensatora przyrządu modelowego (agregat produkcji krajowej). Wynik kalibrowania w powyższej graficznej postaci posłuży nam dopiero dla dokładnego wykreślenia kątomierzem skali pojemności, którą następnie zamocujemy na stałe pod pokrętłem kondensatora zmiennego.

Jeżeli chodzi o wykonanie skali dla pokrętła opornika R_d jest ono oczywiście zabiegiem znacznie prostszym.



Rys. 6. Układ kalibracji



Rys. 7. Kalibrowanie transformatora

Wystarczy omomierz z odpowiednim zakresem pomiaru, który dołączony do odpowiednich końcówek potencjometra wskazuje bezpośrednio wielkość ustawionej oporności. Wyznaczenie skali jest tutaj kwestią kilku minut. Skalę oporności kalibrujemy w MΩ. Wygląd obu skal jest uwidoczniony na rys. 4.

Jak już wspomniano na wstępie, przyrządem tym można dokonywać różnych pomiarów, a mianowicie:

Pomiar indukcyjności i dobroci cewki

Badaną cewkę dołączamy do zacisków L_x, nastawiwszy odbiornik na odpowiednią częstotliwość i manipulując pokrętłami mostka uzyskujemy równowagę (zanik audycji w głośniku). Odczytujemy wielkość pojemności ze skali kondensatora obrotowego i wyliczamy indukcyjność cewki wg wzoru podanego na wstępie, na przykład:

odczytana wartość pojemności: 320 pF

częstotliwość pomiaru: 539 kHz (Budapeszt) = = 0,539 MHz

$$L_x = \frac{25\,300}{f^2 \cdot C} = \frac{25\,300}{0{,}539^2 \cdot 320} = \frac{25\,300}{0{,}29 \cdot 320} = \frac{25\,300}{93} = 273\ \mu H$$

Dla znalezienia dobroci badanej cewki odczytujemy wartość oporności zmiennej, np. 0,07 MΩ i stąd wyliczamy

$$Q = R_d \cdot 6{,}28 \cdot f \cdot C = 0{,}07 \cdot 6{,}28 \cdot 0{,}539 \cdot 320 = 83$$

Pomiar kondensatorów

Do zacisków L_x dołączamy dowolną cewkę o możliwie dużej dobroci i balansujemy nasz układ na tak dobranej częstotliwości zakresu średnio- lub długofalowego, aby uzyskać rezonans w pobliżu końca skali pojemności, np. 420 pF. Następnie badany kondensator przyłączamy równolegle do cewki i sprowadzamy mostek ponownie do równowagi, zmniejszając odpowiednio wielkość pojemności kondensatora zmiennego. Różnica obu odczytów, np. 420 — 260 = 160 pF, jest oczywiście równa pojemności badanego kondensatora. Jednocześnie z tym pomiarem możemy ocenić dobroć kondensatora, która jest wysoka, o ile dla ponownego uzyskania równowagi mostka nie należało korygować wielkości opornika R_d w drugiej jego gałęzi; znaczy to bowiem, że dołączony kondensator stały nie pogarsza dobroci obwodu. W przypadku natomiast zmniejszenia się wartości dynamicznej badany kondensator wnosi straty do obwodu w. cz. i jako taki nie powinien być stosowany.

Dla ułatwienia przypominamy częstotliwości niektórych stacji krajowych i nieźle słyszalnych zagranicznych:

Częstotliwość kHz	Stacja	Kraj
	Fale długie	
173	Moskwa	ZSRR
200	Droitwich	W. Brytania
227	Warszawa	Polska
263	Moskwa	ZSRR
	Fale średnie	
539	Budapeszt	Węgry
584	Wiedeń	Austria
638	Praga	Czechosłowacja
773	Sztokholm	Szwecja
737	Poznań	Polska
818	Warszawa	Polska
917	Lublana	Jugosławia
1079	Katowice	Polska
1133	Zagrzeb	Jugosławia
1205	W-wa, progr. zagr.	Polska
1259	Wrocław	Polska
1367	Toruń	Polska
1439	Luksemburg	Luksemburg
1484	Łódź	Polska
1502	Kraków	Polska

Na zakończenie chcę podać jeszcze kilka praktycznych zaleceń:

— kondensator obrotowy powinien być o masywnej konstrukcji z izolacją ceramiczną. Nie stosować starych, zardzewiałych lub oksydowanych kondensatorów. Przed zamontowaniem przedmuchać kondensator z kurzu i bardzo lekko nasmarować delikatną oliwą ślizgacz uziemiający rotor;

— należy stosować potencjometr o dobrej jakości, obracający się bez skoków i sprawdzony uprzednio na płynność zmiany oporności;

— montaż elementów, mocowanie gałek i skal należy wykonać bardzo solidnie, a to w celu uniknięcia powstawania ewentualnych luzów;

— przewody łączące przyrząd z wejściem odbiornika nie powinny być dłuższe niż 15 ÷ 20 cm; należy je spleść ze sobą i zakończyć różnobarwnymi wtyczkami;

— antenę należy stosować krótką, najlepiej specjalnie przygotowany drut miedziany o długości 1 ÷ 1,5 m ϕ 2 ÷ 3 mm, wlutowany do wtyczki bananowej;

— sprawdzić, czy odbiornik z przyłączonym przyrządem, ale bez anteny odbiera stację, na częstotliwości której chcemy przeprowadzić pomiar; jeśli tak — przejść na odbiór sąsiedniej, słabszej stacji;

— po pewnym czasie, tj. po zapoznaniu się z działaniem przyrządu i zorientowaniu się w rozmieszczeniu na skali odbiornika stacji o znanych częstotliwościach, należy przeprowadzić dalsze pomiary na częstotliwościach kilku stacji, które potrafimy bez trudności odnaleźć i zidentyfikować.

Na zakończenie nie pozostaje mi nic innego, jak tylko wszystkim zainteresowanym w budowie przyrządu życzyć jak najlepszych wyników.

K. W.

Inż. J. Justat

Projektowanie obwodów wzmacniacza pośr. cz. do odbiornika tranzystorowego

RADIOAMATOR pragnący skonstruować samodzielnie tranzystorowy odbiornik superheterodynowy napotyka z reguły na poważne trudności przy projektowaniu wzmacniacza pośr. cz. Opis budowy i zasady działania takiego wzmacniacza można wprawdzie znaleźć w artykule „Turystyczne odbiorniki tranzystorowe" („Radioamator" nr 6/1959) lub w książce E. Kowalczyka i S. Sońty „Odbiorniki tranzystorowe". Informacje te nie wystarczą jednakże do właściwego zaprojektowania obwodów pośr. cz. i układu neutralizacji. Sytuację pogarsza fakt, że na rynku nie można dostać filtrów pośr. cz., przeznaczonych do współpracy z tranzystorami. Z drugiej strony, tranzystory posiadane przez radioamatorów pochodzą z najrozmaitszych wytwórni, mają różne parametry, a więc wymagają na ogół obliczania dla każdego z nich specjalnych obwodów.

W niniejszym artykule omówiony jest szczegółowo sposób obliczania obwodów pośr. cz. oraz elementów neutralizacji. Podany jest również przykład obliczeniowy, z uwzględnieniem często spotykanego tranzystora w. cz. typu *OC 612* firmy Telefunken. Wzory i przykład obliczenia elementów układu neutralizacji uzupełniają materiał służący do projektowania tranzystorowych wzmacniaczy pośr. cz.

Wykaz użytych symboli

C_p — pojemność obwodu rezonansowego pośr. cz.,

C_N — kondensator neutralizujący,

c_N — kondensator neutralizujący (dla układu szeregowego r_N c_N),

c' — pojemność szkodliwego sprzężenia zwrotnego wewnątrz tranzystora,

F_0 — szerokość przenoszonego pasma dla 1 filtra pośr. cz. bez obciążenia,

F_1 — szerokość przenoszonego pasma dla 1 filtra pośr. cz. z uwzględnieniem obciążenia,

F_w — szerokość przenoszonego pasma dla całego wzmacniacza pośr. cz.,

f_p — częst. pośrednia,

kp_{max} — maksymalne wzmocnienie mocy całego wzmacniacza pośr. cz.,

L_p — indukcyjność obwodu rezonansowego pośr. cz.,

n_1 — przekładnia dopasowująca oporność wyjściową tranzystora do oporności obwodu rezonansowego pośr. cz.,

n_2 — przekładnia dopasowująca oporność wejściową tranzystora do oporności rezonansowej obwodu pośr. cz.,

n_N — przekładnia dla odczepu układu neutralizującego,

Q — współczynnik dobroci obwodu pośr. cz.,

r_N — opornik neutralizujący (dla układu szeregowego r_N c_N,

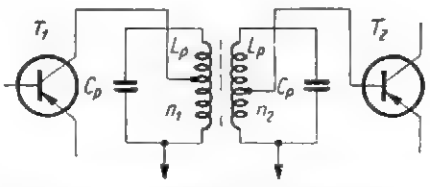
R_N — opornik neutralizujący,

r' — oporność szkodliwa sprzężenia zwrotnego wewnątrz tranzystora,

$h'ij$ — parametry tranzystora w układzie ze wspólnym emiterem.

Obliczanie filtra pasmowego pośr. cz.

Na rys. 1 pokazano schemat ideowy filtra pośr. cz. Kolektor tranzystora *T1* oraz baza tranzystora *T2*



Rys. 1. Filtr pasmowy we wzmacniaczu pośredniej częstotliwości

dołączone są do odczepów cewek obydwu obwodów rezonansowych. W ten sposób uzyskuje się dopasowanie oporności wyjściowej, względnie wejściowej tranzystora do oporności rezonansowej obwodów pośr. cz.

Przekładnie n_1, n_2, n_N określają stosunek ilości zwojów od „zimnego końca" cewki do odczepu — do całkowitej ilości zwojów cewki L_p.

Obliczenie obwodów pośr. cz. ma na celu ustalenie w pierwszym rzędzie przekładni n_1 i n_2

$$n_1 = \sqrt{\pi \cdot C_p \cdot (F_1 - F_0) \frac{\sqrt{2\, h'_{11}}}{\Delta h'}} \qquad (1)$$

$$\Delta h' = h'_{11} \cdot h'_{22} - h'_{12} \cdot h'_{21}$$

Przekładnię n_2 obwodu pośr. cz. dołączonego do bazy tranzystora następnego stopnia oblicza się ze wzoru

$$n_2 = n_1 \sqrt{\Delta h'} \qquad (2)$$

Założywszy szerokość pasma F_w przenoszonego przez cały wzmacniacz, można obliczyć szerokość wstęgi F_1 dla każdego filtra pasmowego

$$F_1 = \frac{F_w}{\sqrt[4]{\sqrt[m]{2} - 1}} \qquad (3)$$

gdzie:

m — ilość filtrów pośr. cz. we wzmacniaczu.

Należy teraz obliczyć szerokość pasma F_0 przenoszonego przez jeden filtr nieobciążony:

$$F_0 = \frac{\sqrt{2} \cdot f_p}{Q} \qquad (4)$$

Przyjąwszy pojemność C' poszczególnych obwodów rezonansowych można obliczyć indukcyjność cewek L_p

$$L_p = \frac{1}{4\pi^2 f_p^2 \cdot C_p} \qquad (5)$$

Wzmocnienie mocy, jakie zapewnić może wzmacniacz, zależne jest

od parametrów zastosowanych tranzystorów oraz od wartości F_0 i F_1

$$hp_{max} = \frac{(h'_{21})^2}{4(\Delta h')}\left(1 - \frac{F_0}{F_1}\right)^2 \qquad (6)$$

Właściwości tranzystora zależą od jego punktu pracy, należy więc zwrócić uwagę, dla jakiego napięcia i prądu kolektora podano poszczególne parametry.

Podana metoda obliczeń jest oczywiście ważna także dla wzmacniaczy pośr. cz. z pojedyńczymi obwodami strojonymi.

Neutralizacja wzmacniacza pośr. cz.

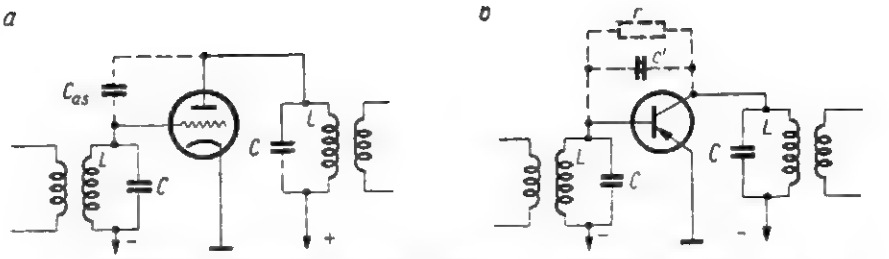
Wzmacniacz pośr. cz. powinien być tak skonstruowany, aby istniała całkowita niezależność w pracy między obwodem kolektora a poprzedzającym stopniem wzbudzającym (obwód bazy). Warunek ten jest spełniony, jeżeli nie ma żadnego sprzężenia pomiędzy obwodem kotorem (rys. 2b).

W praktyce należy się liczyć z występującym wewnątrz tranzystora sprzężeniem pomiędzy kolektorem i bazą. To szkodliwe sprzężenie ma charakter równolegle połączonych oporności (r') i pojemności (c') znajdujących się pomiędzy bazą i kolektorem (rys. 2b).

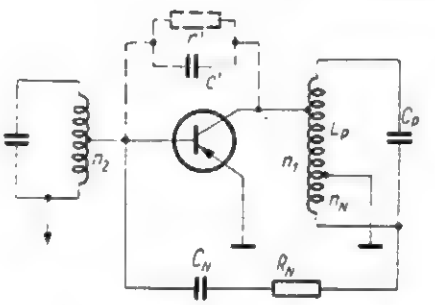
Podobne zjawisko występuje w lampowych wzmacniaczach w. cz. w postaci oddziaływania między obwodem anodowym i siatkowym poprzez pojemność siatka-anoda C_{as} (rys. 2b).

To niepożądane oddziaływanie powoduje, że przez układ $r'c'$ pomiędzy bazą i kolektorem płynie prąd, który zmniejsza oporność wejściową tranzystora, co jest zjawiskiem niepożądanym. Oprócz tego sprzężenie zwrotne występujące wewnątrz tranzystora poprzez r' i c' może w sprzyjających warunkach wywołać oscylacje układu.

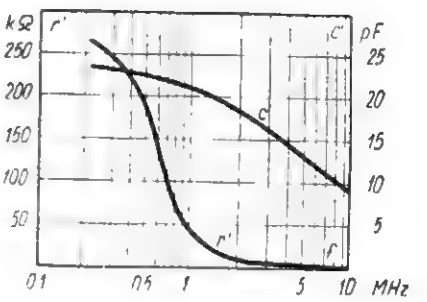
Drgania własne powstaną, jeżeli obwody rezonansowe emitera i kolektora będą przedstawiały dla częstotliwości drgań oporność indukcyjną. Jeżeli sprzężenie zwrotne wewnątrz tranzystora jest za małe lub posiada niewłaściwą fazę, drgania nie powstaną, natomiast wystąpią objawy ujemnego lub dodatniego sprzężenia zwrotnego, wpływając niekorzystnie na pracę wzmacniacza. Wystąpienie dodatniego lub ujemnego sprzężenia zwrotnego zależy od dostrojenia obwodów rezonansowych.



Rys. 2. Szkodliwe sprzężenie między wyjściem i wejściem stopnia wzmacniacza pośredniej częstotliwości
a – z lampą elektronową
b – z tranzystorem



Rys. 3. Zasada działania układu neutralizującego w tranzystorowym wzmacniaczu pośredniej częstotliwości



Rys. 4. Wykres zmian r' i c' w funkcji częstotliwości dla tranzystora OC612

Aby usunąć szkodliwe skutki oddziaływania oporności r' i pojemności c' stosuje się we wzmacniaczach tranzystorowych w. cz. układy neutralizacyjne, kompensujące działanie sprzężenia zwrotnego w tranzystorze. Zasada działania takiego układu pokazana jest na rys. 3. Część napędu zmiennego występującego w obwodzie rezonansowym kolektora zostaje po odwróceniu fazy o 180° doprowadzona z powrotem do bazy tranzystora poprzez człon $R_N C_N$. Wartości R_N i C_N są tak dobrane, aby wielkość tego napięcia była taka sama jak napięcia dostającego się do bazy poprzez $r'c'$. Ponieważ napięcia te mają fazy przeciwne, znoszą się wzajemnie, powodując zniknięcie wpływu oddziaływania między kolektorem i bazą tranzystora. W gałęzi układu neutralizacji zastosowano szeregowy układ $R_N C_N$, aby uniknąć galwanicznego połączenia obwodów bazy i kolektora. Aby zmniejszyć do minimum tłumienie obwodu rezonansowego kolektora, napięcie do neutralizacji pobierane jest z odczepu cewki. Przekładnię n_N dla układu neutralizującego przyjmuje się taką samą jak n_2.

Jest rzeczą istotną, że wartość r' i c' zmienia się wraz z częstotliwością. Zależność tę dla tranzystora *OC 612* przedstawiono na rys. 4.

Znając wartość składowych sprzężenia zwrotnego r' i c' można obliczyć składowe obwodu neutralizacji R_N i C_N. Układ równoległy *RC* można zastąpić równoważnym układem szeregowym *RC*. Składowe układu szeregowego oblicza się następująco

$$r_N = \frac{r'}{1 + 4\pi^2 f_p^2 \cdot c'^2 \cdot r'^2} \qquad (7)$$

$$c_N = c' + \frac{c'}{2\pi f_p \cdot c' \cdot r'} \qquad (8)$$

Mając wartości r_N i C_N można znaleźć R_N i C_N uwzględniając przekładnię n_N i n_1:

$$R_N = r_N \cdot \frac{n_N}{n_1}$$

$$C_N = c_N \cdot \frac{n_1}{n_N}$$

Przykład obliczeniowy

Obliczenia filtrów pośr. cz. i obwodu neutralizacji przeprowadzono dla wzmacniacza 2-stopniowego, w którym zastosowano tranzystory *OC 612*. Tranzystory te mają następujące parametry zmierzone przy częstotliwości 470 kHz w punkcie pracy: $U_{KE} = -6$ V, $I_K = -0{,}5$ mA.

$h'_{11} = 1000\ \Omega$, $\qquad h'_{21} = 20$,

$$\Delta' h = 250 \cdot 10^{-4}$$

Podane wartości dotyczą układu ze wspólnym emiterem.

d. c. na str. 20

Z wizytą w Zakładach Radiowych Tesla

FIRMA „TESLA" i jej popularne wyroby (lampy elektronowe, odbiorniki radiowe i telewizyjne, różnego rodzaju urządzenia i przyrządy) są szeroko znane nie tylko w Polsce, ale i w świecie.

Nic też dziwnego, że jadąc do Czechosłowacji pragnąłem zobaczyć jakiś zakład f-my „Tesla", najchętniej zakład produkujący odbiorniki radiowe; mógłbym go potem porównać z naszymi fabrykami w Dzierżoniowie („Diora") i w Warszawie (Zakłady im. Kasprzaka), a następnie podzielić się swoimi wrażeniami na łamach „Radioamatora".

W przedstawicielstwie handlowym CSR w Polsce otrzymałem pismo, które — jak się później w praktyce przekonałem — otworzyło mi całkowicie bramy fabryki w Bratysławie.

Co widziałem, i jakie były moje wrażenia? Otóż o ile otoczenie fabryki jest dosyć ponure i nie całkowicie uporządkowane, o tyle po przekroczeniu bramy ujrzałem całkiem inny obraz terenu fabrycznego. Można śmiało powiedzieć, że cała fabryka znajduje się w pięknym, z pedanteryjną czystością utrzymanym ogrodzie.

Powietrze jest przesycone zapachem kwiatów, a szczególnie róż, których rośnie tam mnóstwo. Fabryka ma kilka budynków, po których oprowadzał nas (byłem z żoną i kolegą Słowakiem) osobiście naczelny inżynier zakładów, inż. A. Altdorffer, udzielając wyczerpujących wyjaśnień na wszelkie interesujące nas tematy.

Na wstępie dowiedzieliśmy się więc, że nazwa zakładów „Tesla" pochodzi z zestawienia pierwszych liter wyrazów, które po przetłumaczeniu na język polski oznaczają: „TEchnika SŁAboprądowa", a nie zaś od nazwiska sławnego fizyka.

Zwiedzana przez nas fabryka produkuje części do odbiorników radiowych (kondensatory o zmiennej pojemności, transformatory sieciowe i głośnikowe, różnego rodzaju cewki, skale, przełączniki klawiszowe itp.) oraz odbiorniki małe i średnie, jak również radiole.

Zwiedzanie rozpoczęliśmy od warsztatów, w których produkowane są potrzebne do pracy rozmaite narzędzia, oprzyrządowanie i części wykrojników. W następnej sali odbywa się składanie narzędzi i wykrojników oraz samo wykrawanie (w specjalnych prasach) różnych elementów montażowych, jak również wytłaczanie otworów w chassis.

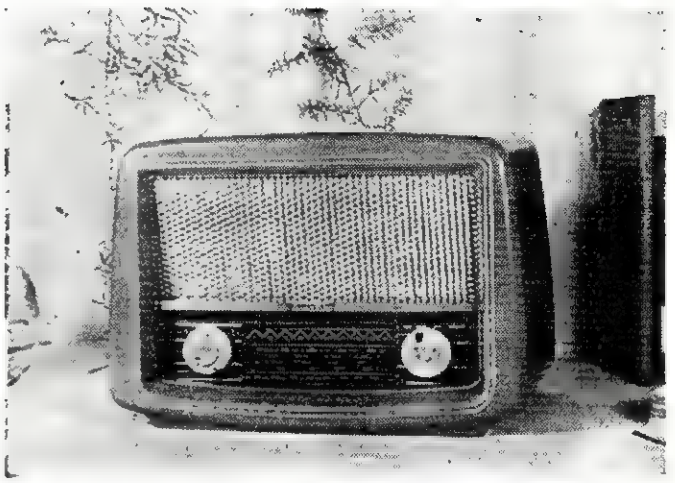
Z kolei zapoznawano nas z poszczególnymi fazami produkcji odbiorników. Widzieliśmy, jak przekazane do galwanizerni gotowe już chassis zostaje najpierw oczyszczone (trójchlorkiem etylu) z różnych olejów, tłuszczu i brudu, potem z rdzy (roztworem kwasu solnego), a następnie poddane płukaniu, neutralizowaniu ługiem, cynkowaniu i chromowaniu.

Kierownik galwanizerni oprowadzał nas po swoim dziale i dokładnie informował, co się znajduje i odbywa w każdym zbiorniku, a nawet wyjaśniał wzorami chemicznymi najważniejsze reakcje.

W tych działach pracują głównie mężczyźni; w pozostałych zaś spotykamy prawie same kobiety. Wszystkie one, a jest ich kilkaset, ubrane są w białe fartuchy.

W jednej z olbrzymich sal znajduje się nawijarnia, wyposażona w nowoczesne maszyny, które jednocześnie nawijają po kilka różnego rodzaju cewek. Przy każdym prawie stanowisku pracy zainstalowany jest mały wentylatorek, który chłodząc ułatwia pracę w czasie upału.

Wykonane elementy wędrują do hali, gdzie odbywa się taśmowy montaż odbiorników. Taśma montażowa przesuwa się z określoną prędkością, a na każdym stanowisku przybywa przyszłemu odbiornikowi po kilka części składowych. Kobiety pracujące przy taśmie mają wygodne stołki z kółkami, które pozwalają im na przesuwanie się (po szynach) w granicach kilkudziesięciu centymetrów wzdłuż taśmy. Stanowiska, na których umocowuje się różne wkręty, wyposażone są w elektryczne wkrętaki i pneumatyczne młoteczki.



Rys. 1

Schodzący z taśmy odbiornik zostaje włączony do sieci elektrycznej i badany przyrządem, którego wtyczki wkłada się w podstawki lampowe w celu stwierdzenia, czy lampy można włożyć bez obawy uszkodzenia. Następnie odbiornik, już z lampami, pozostawia się przez cztery godziny pod prądem. Źródło prądu ma w tym przypadku podwyższone napięcie o 10% (242 V). Po dokonaniu szeregu prób i czynności kontrolnych odbiornik — jako dobry — zostaje zapakowany.

W czasie naszego pobytu fabryka produkowała trzy typy odbiorników: typ *420A*; typ *527A (Melodia)* i radiolę typ *1005A (Poém)*. Ponadto był przygotowany do produkcji nowy odbiornik *Tenor* typ *426A*.

Na zakończenie podam dane techniczne wspomnianych odbiorników. Opisy wraz z schematami będą umieszczone w późniejszych numerach „Radioamatora".

Odbiornik typu 420A (rys. 1)

Odbiornik ten jest sześcioobwodową superheterodyną przystosowaną do zasilania z sieci prądu zmiennego o napięciu: 110, 125 i 220 V.

Najważniejsze dane techniczne

Lampy elektronowe: 6H31, 6F31, 6BC32, 6L31, 6Z31.

Zakresy fal: krótkie — 5,9 ÷ 18 MHz
średnie — 525 ÷ 1605 kHz
długie — 150 ÷ 390 kHz

Czułość: na zakresie krótkofalowym — 75 μV ±6 dB
„ „ średnio i długofalowym — 40 μV ±6 dB.

Pobór mocy: 40 ÷ 50 W.

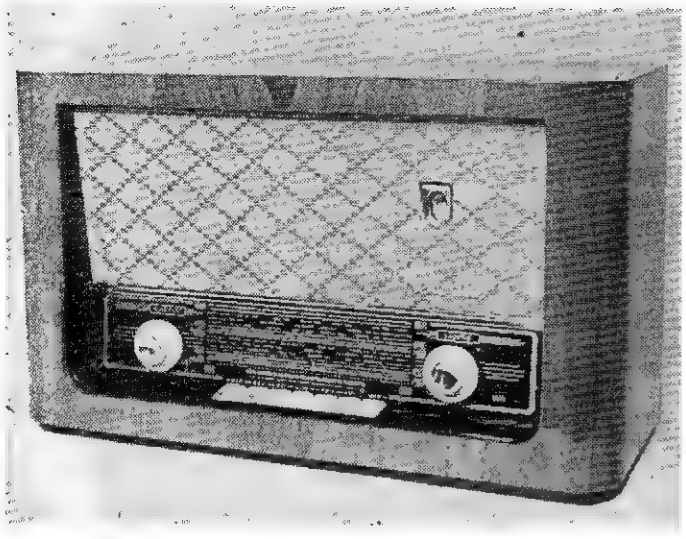
Obudowę stanowi estetyczna skrzynka bakelitowa, ozdobiona ładnie wykonanymi pokrętłami w kolorze kości słoniowej. Głośnik owalny.

Odbiornik typu 527A „Melodia" (rys. 2)

Siedmiolampowa (6 + 1) superheterodyna, 6 + 1 obwodów przy *AM* i 9 + 2 przy *FM*. Zasilana z sieci prądu zmiennego o napięciu 110, 125, 145, 200, 220 i 240 V.

Najważniejsze dane techniczne

Lampy elektronowe: ECC85, ECH81, 6F31, 6BC32, 6B22, PL82, EM81. Do prostowania napięcia służy prostownik selenowy Siemensa — *B 250C 100*.



Rys. 2

Zakresy fal: krótkie I — 23 ÷ 12,4 MHz
„ II — 12,4 ÷ 5,75 MHz
średnie I — 1605 ÷ 911 kHz
„ II — 911 ÷ 520 kHz
długie — 290 ÷ 150 kHz
UKW — 73 ÷ 66 MHz.

Czułość: na zakresie krótkofalowym — 90 μV
„ „ średniofalowym — 40 μV
„ „ długofalowym — 50 μV.

Pobór mocy: ok. 55 W.

Obudowę odbiornika stanowi drewniana skrzynka o wymiarach 475 × 346 × 235 mm, w kolorze ciemno-orzechowym. Strojenie odbiornika ułatwia elektronowy wskaźnik dostrojenia, a zmianę zakresów — przełącznik klawiszowy.

Odbiornik wyposażony jest w dwa głośniki (jeden owalny na niskie tony — magnetoelektryczny; drugi na wysokie tony — elektrostatyczny) i płynną regulację barwy dźwięku.

Odbiornik typu 1005A „Poem" (rys. 3)

Jest on połączeniem siedmiolampowej superheterodyny i gramofonu elektrycznego przystosowanego również do odtwarzania płyt długogrających z mikrorowkiem. W całości stanowi więc radiolę. Ma 6 + 1 obwodów przy *AM* i 9 + 2 przy *FM*. Zasilany jest wyłącznie z sieci prądu zmiennego o napięciu 120 lub 220 V.

Najważniejsze dane techniczne

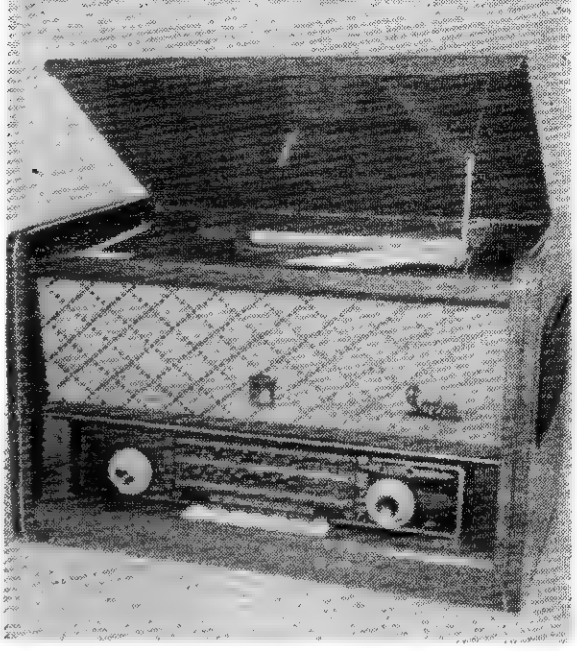
Lampy elektronowe: ECC85, ECH81, 6F31, 6BC32, 6B32, PL82, EM80. Do prostowania napięcia służy prostownik selenowy Siemensa — *B 250C 100.*

Zakresy fal: krótkie I — 23 ÷ 12,4 MHz
„ II — 12,4 ÷ 5,75 MHz
średnie I — 1605 ÷ 911 kHz
„ II — 911 ÷ 520 kHz
długie — 290 ÷ 150 kHz
UKF — 73 ÷ 63,5 MHz.

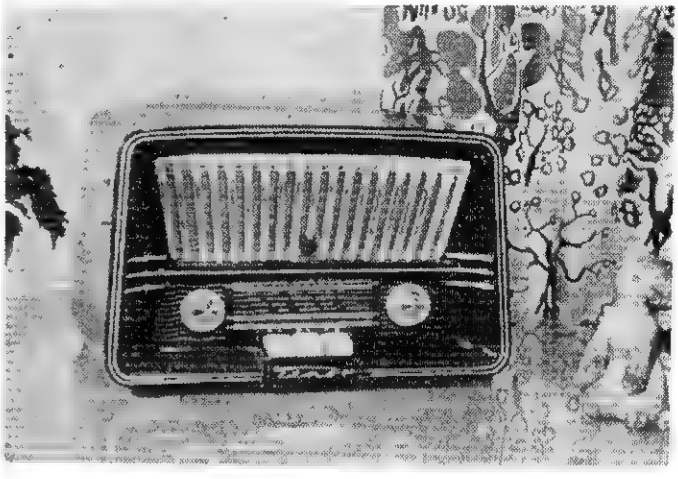
Czułość: przy zakresie fal krótkich I i II — 90 μV
„ „ „ średnich I i II — 40 μV
„ „ „ długich — 50 μV.

Pobór mocy: odbiornik — około 55 W, wraz z gramofonem — 65 W.

Aparat wyposażony jest w klawiszowy przełącznik zakresów fal, elektronowy wskaźnik dostrojenia, antenę ferrytową, dwa głośniki eliptyczne oraz płynną regulację barwy dźwięku. Skrzynka pokryta jest ciemnym fornirem ze szlachetnego drewna.



Rys. 3



Rys. 4

Odbiornik typu 425A (rys. 4)

Opracowany w zakładach „Tesla" i przygotowany do produkcji nowy typ popularnego i taniego odbiornika radiowego ukaże się wkrótce w sprzedaży pod nazwą „Tenor".

Będzie nim 6-obwodowa (6 + 1) superheterodyna przeznaczona do odbioru fal *AM.*

Najważniejsze dane techniczne

Lampy elektronowe: ECH81, EBF89, ECL82, EZ80.

Zakresy fal: krótkie — 5,8 ÷ 18 MHz
średnie — 520 ÷ 1620 kHz
długie — 150 ÷ 320 kHz.

Czułość: na zakresie krótkofalowym — 100 μV
„ „ średnio i długofalowym — 60 μV.

Pobór mocy — około 40 W.

Zasilanie tylko z sieci prądu zmiennego o napięciu: 110, 125 i 220 V.

Odbiornik będzie wyposażony w trójklawiszowy przełącznik do zmiany zakresów fal. Natomiast nie będzie przystosowany do odtwarzania płyt gramofonowych i do włączania dodatkowego głośnika, jak również do regulacji barwy dźwięku.

Inż. *Włodzimierz Trusz*

Odbiornik turystyczny 7-tranzystorowy

W nawiązaniu do artykułu pt. „Odbiornik turystyczny na tranzystorach radzieckich" zamieszczonego w n-rze 10/58 „Radioamatora" podaję opis radzieckiego odbiornika z przemianą częstotliwości, który pracuje na 7 tranzystorach ostrzowych produkcji radzieckiej.

Pierwszy stopień jest przedwzmacniaczem w. cz. i ma za zadanie wzmocnić sygnały przychodzące z odległych stacji nadawczych dla podniesienia skuteczności „mieszania" w następnym stopniu.

Drugi stopień jest mieszaczem i pracuje tu z oddzielnym oscylatorem. Takie rozwiązanie, szczególnie przy zastosowaniu tranzystorów ostrzowych jest korzystniejsze, gdyż można łatwo dobrać warunki pracy oddzielnie dla mieszacza i oscylatora. Oscylator zbudowany na oddzielnym tranzystorze łatwo wyregulować i łatwo sprząc z mieszaczem, uzyskując właściwy współczynnik sprzężenia.

Antena ferrytowa i jej cewki L_1 i L_2 dla zakresu fal średnich są takie same, jak w opisie odbiornika w poprzednim artykule, natomiast cewki L_3 i L_4 są wykonane w ten sposób, że cewka L_3 na karkasiku typu „Dralowid" ma 80 zwojów, a cewka L_4 — 28 zwojów.

Oscylator pracuje na tej samej zasadzie, co w poprzednim opisie, z tą tylko różnicą, że odczep na cewce L_6 znajduje się w połowie jej ilości zwojów.

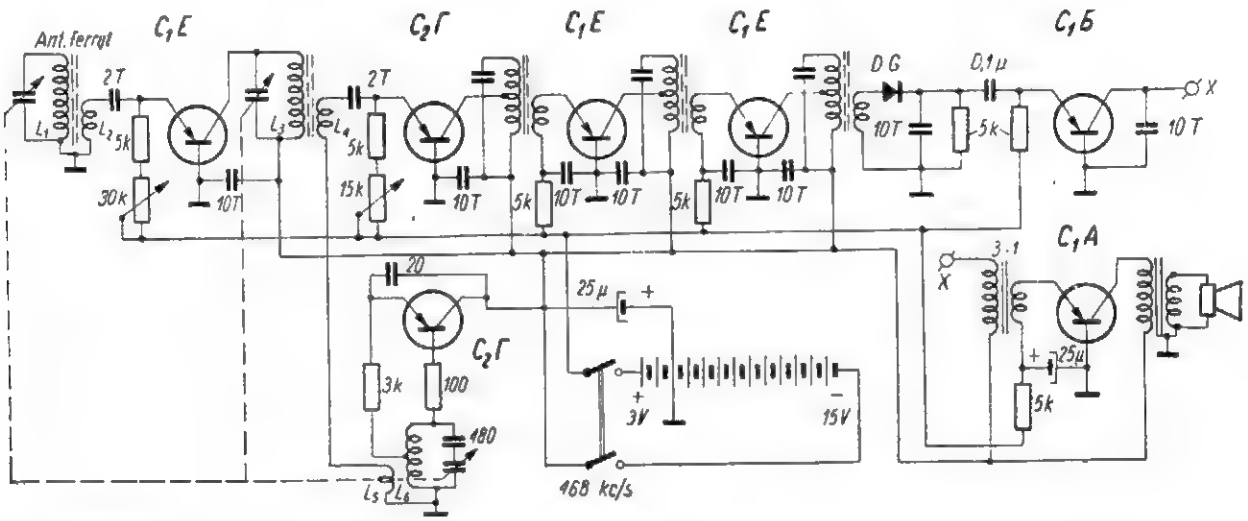
Ilość zwojów cewki L_6 wynosi ok. 90, rdzeń taki sam jak cewka poprzednia. Jej indukcyjność powinna wynosić ok. 100 do 105 H. Cewka L_5 ma 2—4 zwoje. Stopnie pośr. i m. cz. takie same, jak w poprzednim opisie.

Stopień detekcji został zmieniony, jednak nie dlatego, aby poprzednio podany był gorszy, ale z tego powodu, że w tym układzie nie ma dławika i kondensatora elektrolitycznego, wobec tego jest on prosty i tańszy.

Układ ten, dzięki zastosowaniu przedwzmacniacza w. cz. oraz oddzielnego oscylatora pozwala na odbiór wielu stacji zagranicznych.

Pobór prądu przez kolektory wynosi ok. 12 mA, a przez emitery ok. 3 mA.

Automatycznej regulacji wzmocnienia nie zastosowano i w tym układzie, a to ze względu na brak dostatecznej rezerwy mocy.



Wykonanie tego odbiornika nie będzie przedstawiało żadnych trudności, nawet dla średnio zaawansowanego radioamatora.

Na zakończenie jeszcze jedna uwaga: potencjometr 30 kΩ w obwodzie pierwszego tranzystora służy do regulacji wzmocnienia całego układu i może być sprzężony z dwubiegunowym wyłącznikiem służącym do wyłączania baterii, drugi natomiast potencjometr służy do dobrania właściwego punktu pracy mieszacza.

Z. Gummer

Kącik filatelistyczny

Z okazji Konferencji Ministrów Łączności Państw Demokratycznych w 1958 r. poczta czechosłowacka wydała znaczek przedstawiający radiostację oraz symboliczne fale radiowe. Wartość znaczka 45 h. Druga wartość z tej serii pokazuje telefonistkę przy pracy. Ładny znaczek z okazji 10-lecia wydała poczta rumuńska w 1954 r. Przedstawia on piękny budynek tzw. Dom Radia w Bukareszcie. Ponad budynkiem widać radiostację oraz symboliczne fale radiowe. Wartość znaczka 1,55 l. Do serii należą jeszcze dwa dalsze znaczki przedstawiające gmach opery i Scanteię, wielki kombinat wydawniczy i drukarski w Bukareszcie.

Inż. A. Kosiarski SP5AY

ODBIORNIK KOMUNIKACYJNY f-my Collins typ 75 A-4

Z KAŻDYM ROKIEM wzrasta ilość stacji nadawczych i w związku z tym powiększa się „tłok w eterze". Nie wystarczają już proste aparaty odbiorcze, nawet o znacznej czułości.

Odbiorniki radiowe do nasłuchu nadawczych stacji radiokomunikacyjnych i amatorskich odznaczają się bardzo dużą czułością i selektywnością. Te dwa parametry charakteryzują klasę odbiornika.

Odbiorniki radiokomunikacyjne — w odróżnieniu od typowych aparatów radiowych — pracują prawie z reguły w układzie podwójnej przemiany częstotliwości, pozwalającej na bardzo wydatne zwiększenie selektywności. Pierwsza przemiana wytwarza dużą pośr. cz. w granicach 1,5 ÷ 4 MHz i jej oscylator jest strojony. Drugi stopień przemiany częstotliwości otrzymuje już silniejsze sygnały i w efekcie mieszania powstaje pośr. cz. w granicach 100 ÷ 140 kHz lub 440 ÷ 480 kHz, zależnie od typu odbiornika. Oscylator drugiej przemiany pracuje zwykle przy stałej częstotliwości. Często jest to układ ze stabilizacją kwarcową.

Filtry pośr. cz. pracują w układach mostkowych z kwarcem, co umożliwia regulację selektywności w bardzo dużym zakresie. Najwęższa wstęga przenoszenia może wynosić tylko 100 Hz.

Bywają oczywiście różne warianty układów odbiorczych. W odbiornikach wysokiej klasy wbudowany bywa dodatkowy generator kwarcowy, który pozwala na okresowe sprawdzenie zeskalowania. Rzecz to szczególnie ważna w tak bardzo odpowiedzialnych służbach jak lotnictwo, marynarka itp.

Ostatnio zaczęto stosować zamiast elektrycznych obwodów rezonansowych pośr. cz. filtry mechaniczne. Zapewniają one lepszą selektywność i są pewniejsze w działaniu.

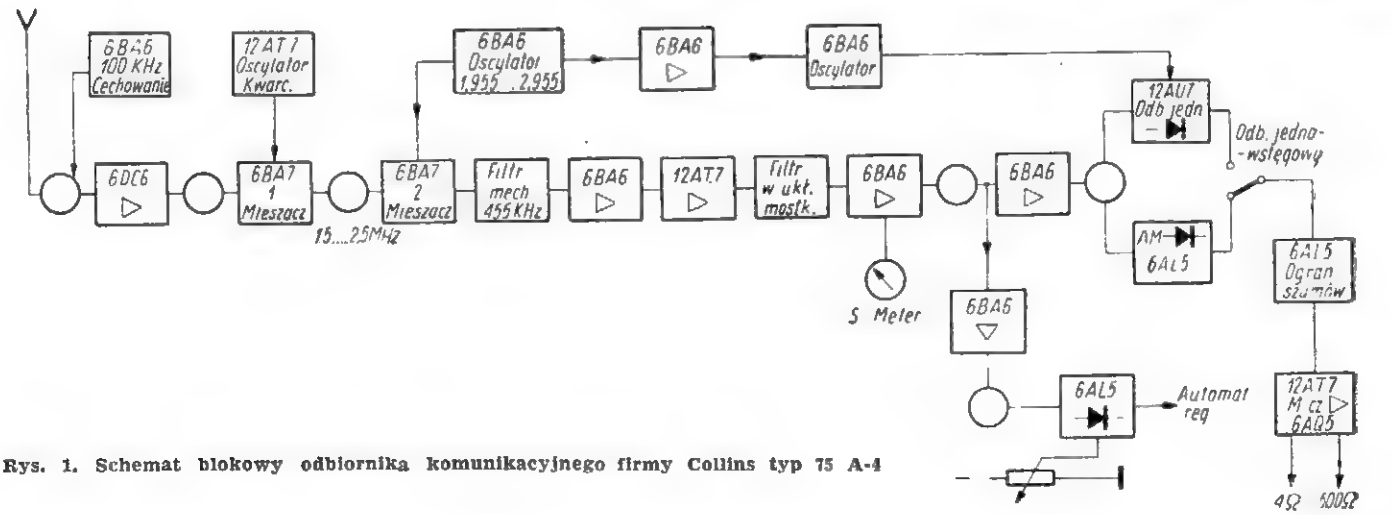
Odbiornik f-my Collins typ 75 A-4 należy do nasłuchowych aparatów radiokomunikacyjnych wyższej klasy. Zastosowano w nim szereg układów podnoszących znacznie wydajność urządzenia odbiorczego. Radioamatorzy często szukają schematów takich układów, jak „mnożnik dobroci", „ogranicznik szumów", „oscylator pomocniczy do telegrafii", itp. Te wszystkie układy usprawniające pracę odbiornika nasłuchowego można odnaleźć właśnie w opisywanym tu aparacie, a adaptując je dla konkretnych warunków, można bardzo znacznie poprawić jakość posiadanych odbiorników.

Opis układu odbiornika

Odbiornik pracuje w układzie podwójnej przemiany częstotliwości. Łatwo zrozumieć jego pracę, gdy się przyjmie sygnał wejściowy np. 30 MHz. Po wzmocnieniu sygnał dostaje się do pierwszego układu przemiany częstotliwości, do którego doprowadzony jest również sygnał z lokalnego oscylatora kwarcowego o częstotliwości (dla tego przypadku) 31,5 MHz. Pierwszy obwód pośr. cz. jest strojony w granicach od 1,5 ÷ ÷ 2,5 MHz. Następnie sygnał zostaje doprowadzony do drugiego układu przemiany częstotliwości, który otrzymuje napięcie z przestrajalnego drugiego oscylatora w granicach od 1,955 ÷ 2,955 MHz. W efekcie mieszania otrzymuje się stałą drugą cz. pośr. — 455 kHz; na tę częstotliwość nastrojony jest filtr mechaniczny.

Podwójna przemiana poprawia selektywność, zwiększa tłumienie częstotliwości lustrzanych i polepsza stabilność zestrojenia.

Od tej metody odbioru należy odróżnić układ o dwóch stałych częstotliwościach pośrednich i strojonym pierwszym oscylatorze. W tym ostatnim układzie uzyskuje się dobre wytłumienie częstotliwości lustrzanych i dzięki bardzo małej pośr. cz. — dobrą selektywność. Natomiast opisywany układ, dzięki użyciu oscylatora kwarcowego, charakteryzuje się głównie dużą stabilnością. Zastosowany w drugim



Rys. 1. Schemat blokowy odbiornika komunikacyjnego firmy Collins typ 75 A-4

obwodzie pośr. cz. filtr mostkowy zapewnia bardzo wąską wstęgę przenoszenia wykorzystaną przy odbiorze telegrafii.

Aparat może odbierać emisje modulowane w amplitudzie (*AM*); do tego celu służy lampa typu *6AL5*, zaś do odbioru jednowstęgowego (*SSB*) albo sygnałów telegrafii nietonowanej (A_1) wykorzystano trzecią przemianę częstotliwości na lampie typu *12AU7*, pracującej jednocześnie jako detektor. Zdetektowane sygnały sterują regulowany ogranicznik szumów, a następnie stopnie m.cz.

Do obsługi odbiornika służy 12 gałek. Główne z nich to: przełącznik zakresów, strojenie, wzmocnienie w.cz. (czułość) i regulacja wzmocnienia w torze m.cz. (siła głosu).

Dodatkową gałkę przewidziano dla oscylatora cechującego. Układ regulacji automatyki może być wyłączany. Może być również ustawiany na szybkie lub powolne zadziałanie. Za pomocą siódmej gałki wybiera się system detekcji. Do pracy na jednej wstędze lub do dobierania tonu przy telegrafii służy regulator pomocniczego oscylatora.

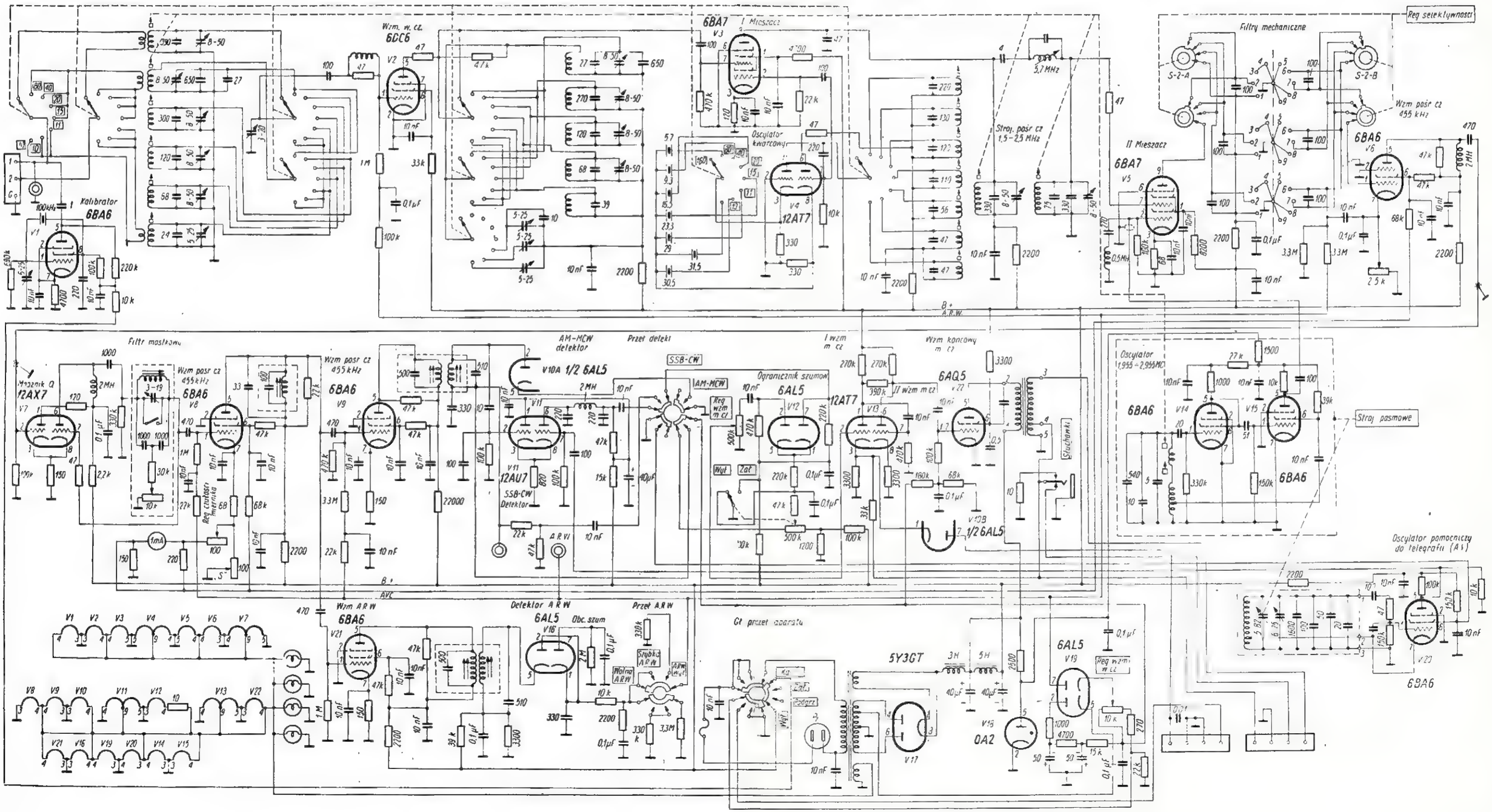
Częstotliwość filtra tłumiącego i amplituda ogranicznika mogą być regulowane w sposób ciągły. Jedną z dwóch pozostałych gałek uruchamia się generator cechujący, a drugą reguluje selektywność dobieraną filtrami mechanicznymi zestrojonymi na wstęgę 500 Hz, 3,1 kHz i 6 kHz. Najwęższy filtr przeznaczony jest dla odbioru telegrafii, najszerszy zaś dla fonii; oprócz tego są wymienne filtry na wstęgi 1,5 kHz i 2,1 kHz.

Dane charakterystyczne

Aparat przystosowany jest do pracy na 7 zakresach pokrywających pasma amatorskie: 160 m, 80 m, 40 m, 15 m, 11 m, 10 m (zakres 10 m jest rozbity na podzakresy 28 ÷ 29 MHz i 29 ÷ 30 MHz).

Lokalny generator (*6BA6*) przeznaczony jest do kalibrowania częstotliwości odbiornika. Aparat przystosowano do odbioru A_3 i A_1 oraz stacji modulowanych jednowstęgowo (*SSB*).

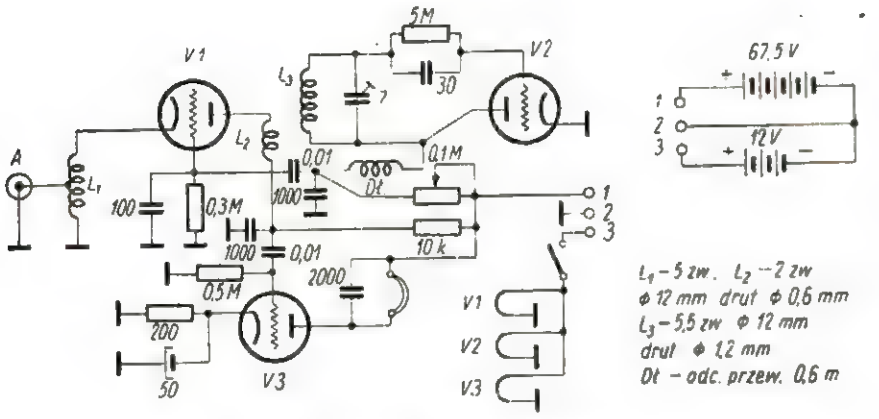
(d. c. na str. 19)



ODBIORNIK DO „ŁOWÓW NA LISA"

PRAGNĄC przyjść z pomocą tym radioamatorom, których interesują ultrakrótkofalarskie zawody pod nazwą „Łowy na lisa" — podaję opis konstrukcji prostego odbiornika superreakcyjnego na pasmo 144 MHz.

Jak wiemy, w przypadku zwykłego odbiornika reakcyjnego dla uzyskania maksymalnego wzmocnienia — dążymy do pracy blisko progu oscylacji. Natomiast w odbiorniku superreakcyjnym doprowadza się układ do drgań. Oscylacja układu powstaje dzięki dodatniemu sprzężeniu zwrotnemu. Prąd siatki ładuje kondensator ujemnie, ten zaś „zatyka" lampę. Po rozładowaniu się kondensatora przez opornik upływowy, układ znowu zaczyna oscylować, znowu ładuje się ujemnie kondensator siatkowy itd. Drgania są więc przerywane samoczynnie. Częstotliwość przerw dyktuje stała czasu kondensatora siatkowego i oporníka upływowego. Przy braku sygnału pochodzącego od stacji nadawczej, oscylacje powstają wskutek przypadkowych impulsów, szumów własnych itp. W słuchawkach występuje wówczas silny szum, który zanika z chwilą pojawienia się sygnału użytecznego.



Rys. 1. Schemat ideowy odbiornika

Jest on zbudowany na trzech lampach typu *RL12T1* i składa się z czterech stopni, a mianowicie:

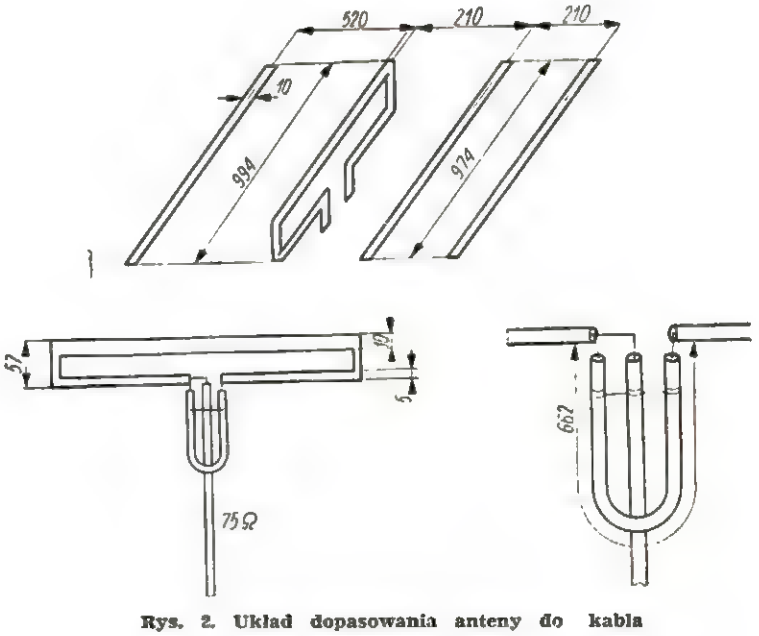
— wzmacniacza w.cz.,
— detektora superreakcyjnego,
— wzmacniacza m. cz.,
— stopnia końcowego m.cz.

Zasadniczym warunkiem stawianym odbiornikom superreakcyjnym używanym w zawodach „Łowy na lisa" jest praca nie powodująca zakłóceń w działaniu urządzeń innych zawodników. Zakłócenia takie pochodzą z detektora superreakcyjnego odbiornika. W celu zmniejszenia ich do minimum zastosowano między anteną a układem detekcyjnym stopień „buforowy" zbudowany na lampie *V1* — rys. 1. Lampa ta pracuje w układzie wzmacniacza w.cz. z uziemioną siatką. Zaletą tego układu w porównaniu z układem z uziemioną katodą jest znaczne zmniejszenie sprzężenia między obwodem antenowym a obwodem anodowym dzięki wykorzystaniu ekranującego działania siatki czynnej.

Sygnał z anteny przedostaje się kablem koncentrycznym na odczep cewki L_1. Odczep ten służy do dopasowania anteny do obwodu wejściowego wzmacniacza w.cz. Wzmocniony sygnał przedostaje się indukcyjnie na detektor superreakcyjny pracujący na lampie *V2*.

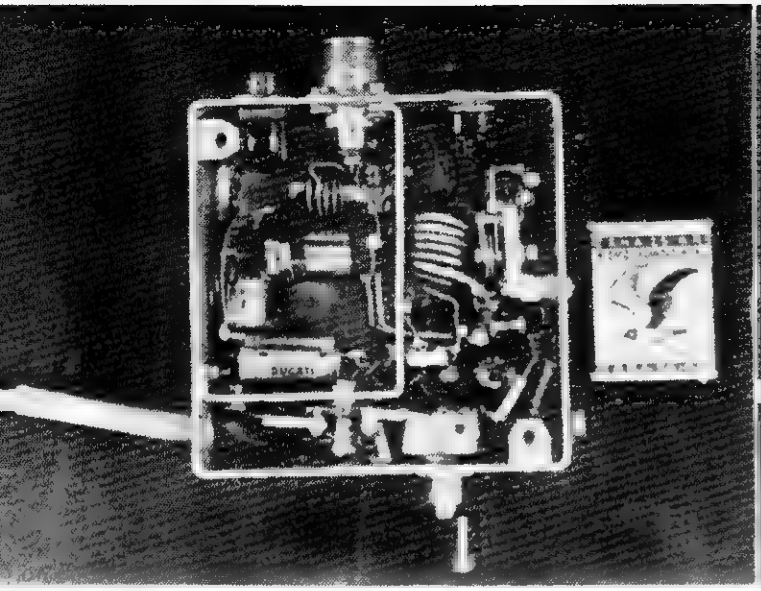
Zdetektowane prądy m.cz. z obwodu anodowego lampy *V2* przedostają się poprzez kondensator 0,01 μF na siatkę lampy *V1*, która jednocześnie służy jako pierwszy wzmacniacz m.cz. Wzmocnione prądy m.cz. z obwodu anodowego lampy *V1* poprzez kondensator 0,01 μF przedostają się na siatkę lampy *V3*, pracującej jako wzmacniacz końcowy m.cz., którego obciążeniem są słuchawki.

Dodatkowym elementem nie uwidocznionym na schemacie jest obracająca się w pobliżu cewki L_3 blaszka mosiężna, umocowana na osi izolacyjnej. Zbliżenie blaszki do cewki powoduje zmniejszenie jej indukcyjności, a w związku z tym zwiększenie częstotliwości rezonansowej obwodu. Urządzenie to służy do dostrajania się w granicach pasma (od 144 do 146 MHz).

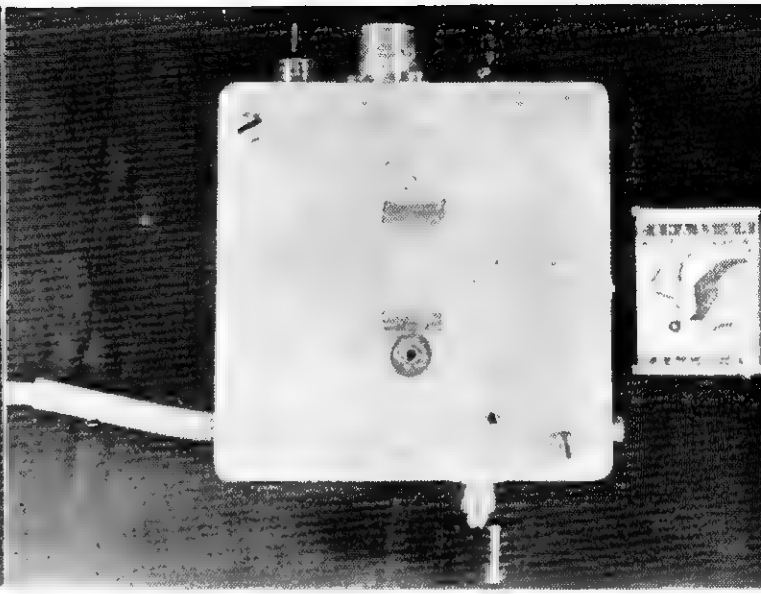


Rys. 2. Układ dopasowania anteny do kabla

Lampa *V1* pracuje na zerowym potencjale siatki, w tym przypadku bez obawy o przeciążenie i zniekształcenia z powodu małego prądu anodowego. Siatka lampy *V3* otrzy-



Rys. 3. Widok wnętrza odbiornika



Rys. 4. Widok zewnętrzny odbiornika

muje automatycznie przedpięcie (—1 V) na oporniku katodowym 200 Ω, który dla większego wzmocnienia zablokowany jest kondensatorem.

Wszystkie wartości elementów podane są na schemacie. Kondensatory o pojemności 1000 pF i 100 pF powinny być ceramiczne lub mikowe. Potencjometr 0,1 MΩ — węglowy (logarytmiczny). Wszystkie oporniki 0,25 W. Cewki powietrzne (w miarę możliwości posrebrzane). Dławik nawinięty na oczyszczonym rdzeniu od opornika 0,25 W drutem o średnicy około 0,2 mm, w jedwabiu.

Napięcia anodowego do odbiornika dostarcza bateria 67,5 V. Do żarzenia służą trzy płaskie baterie po 4,5 V każda, względnie 8 okrągłych połączonych szeregowo baterii po 1,5 W.

Wymiary odbiornika (bez zasilania) wynoszą 100 × 100 × 50 mm.

Do opisanego odbiornika zastosowano 4-elementową antenę typu „Yagi" z transformatorem dopasowującym oporność anteny (15 Ω) do oporności kabla koncentrycznego (75 Ω).

Dla dopasowania anteny symetrycznej z kablem niesymetrycznym, zastosowano układ symetryzujący, składający się z odcinka kabla koncentrycznego (75 Ω) w kształcie litery „U", podłączonego jak na rys. 2. Zaletą superreakcji jest duże wzmocnienie dochodzące do kilkuset tysięcy. Jednolampowy detektor superreakcyjny może osiągnąć czułość dochodzącą do 2 μV. Odbiornik taki jest mało selektywny, jednak w zastosowaniu do zawodów „Łowy na lisa" posiada tę zaletę, że nie wymaga oddzielnego dostrajania się do poszczególnych „lisów", gdy te ostatnie nie posiadają stabilizacji częstotliwości (tak było na I Ogólnopolskich Zawodach LPŻ „Łowy na lisa").

Odbiorniki superreakcyjne posiadają właściwości jak gdyby automatycznej regulacji wzmocnienia. Jeśli tylko odbierany sygnał jest większy od pewnej wartości granicznej, efekt odbioru uzyskuje się prawie taki sam, jak i przy odbiorze silnego sygnału. W pobliżu więc nadajnika zwanego „lisem" należy znacznie zmniejszyć czułość odbiornika drogą zmiany napięcia anodowego (potencjometrem) pracując w pobliżu progu oscylacji. Odbiornik ten został wypróbowany na I Ogólnopolskich Zawodach LPŻ „Łowy na lisa" zorganizowanych w Giżycku w czerwcu 1959 r. Zawodnicy wyposażeni w ten odbiornik zajęli I i II miejsca.

Fotografie 3 i 4 przedstawiają ogólny widok zewnętrzny i wewnętrzny odbiornika.

Wiesław Stocki SP4VE

ODBIORNIK KOMUNIKACYJNY

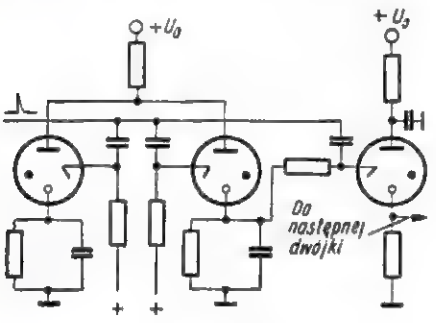
dok. ze str. 17

Odbiornik wyposażony jest w 22 lampy, łącznie z prostowniczymi. Czułość 1 μV przy marginesie szumów 6 dB i wstędze 3 kHz. Doskonale działająca automatyka przy zmianie napięć na wejściu od 5 μV ÷ 200 mV utrzymuje poziom napięcia m.cz. w granicach do 3 dB. Tłumienie częstotliwości lustrzanych 50 dB dla środka każdego zakresu, a tłumienie pośr.cz. 70 dB. Na zakresie 14 MHz stabilność odbiornika przy zmianie temperatury od 0°C do ±60°C wynosi około 1200 Hz; po podgrzaniu lamp przez 15 minut wynosi ona 300 Hz. Wahania napięcia sieci ± 10% powodują odstrojenie około 100 Hz. Regulacja zaników (fading) działa w następującym zakresie: czas narastania 10 msek i czas zaniku od 0,1 ÷ 1 sek. Oporność wyjściowa 500 Ω i 4 Ω; moc wyjściowa 0,75 W przy sygnale 3 V i 30% modulacji. Stopień m.cz. przenosi od 100 Hz do 5 kHz ze spadkiem 3 dB.

Lampy z „zimną" katodą

dok. ze str. 5

Aby z przebiegu na katodzie można było taki impuls uzyskać, należy dążyć do stosowania naj najmniej-

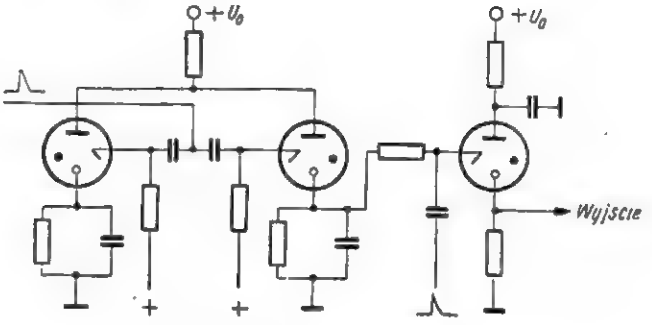


Rys. 17

szyh wartości pojemności C_k, co wiąże się z użyciem lamp o małym czasie dejonizacji (rzędu 100—200 μs).

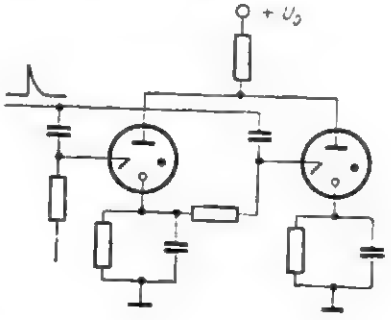
Omawiany przerzutnik nadaje się doskonale jako element sterujący, przy czym jako kryterium wyjściowe wykorzystywane jest pojawienie się lub brak napięcia na katodzie lampy przerzutnika.

Przerzutnik połączony z układem przekazywania impulsów w sposób pokazany na rys. 18 pracuje jak układ bramkowy, który (zależnie od stanu w jakim się znajduje) przepuszcza impulsy sterujące układem przekazywania lub ich nie przepuszcza.



Rys. 18

W wielu przypadkach istotną jest rzeczą, aby przy pierwszym włącze-



Rys. 19

niu układu i przy nadejściu pierwszego impulsu sterującego przerzutnik rozpoczął pracę od zapalenia się ściśle określonej lampy. W omówionym już układzie przerzutnika zapalenie się którejś z lamp przy pojawieniu się pierwszego impulsu sterującego jest dziełem przypadku. Rozpoczynanie pracy przerzutnika od określonej lampy można zapewnić przez zmianę połączeń wewnątrz układu, jak to pokazano na rys. 19. Zmiana ta polega na połączeniu siatki drugiej lampy z katodą pierwszej — jako źródłem napięcia polaryzacji. Oczywiście w tym przypadku — spadek napięcia na oporniku katodowym powinien być równy wymaganemu napięciu polaryzacji siatek lamp. Siatka pierwszej lampy otrzymuje napięcie polaryzacji z niezależnego źródła i ona jako pierwsza zapali się, gdy nadejdzie pierwszy impuls sterujący.

Projektowanie obwodów wzmacniacza pośr. cz.

dok. ze str. 11

Do obliczeń założono następujące wartości

$C_p = 190$ pF $\quad F_w = 9$ kHz $\quad Q = 120$

W pierwszym rzędzie należy znaleźć szerokość wstęgi dla jednego filtra bez obciążenia oraz z uwzględnieniem obciążenia

$$F_0 = \frac{\sqrt{2} \cdot f_p}{Q} = \frac{1{,}41 \cdot 465 \cdot 10^3}{120} =$$

$$= 5500 \text{ Hz} = 5{,}5 \text{ kHz}$$

$$F_1 = \frac{F_w}{\sqrt[4]{\sqrt[m]{2}-1}} = \frac{9 \cdot 10^3}{\sqrt[4]{\sqrt[3]{2}-1}} =$$

$$= 12{,}5 \text{ kHz}$$

Równocześnie można ustalić indukcyjność L_p cewek obwodów rezonansowych :

$$L_p = \frac{1}{4\pi^2 f_p^2 \cdot C_p} =$$

$$= \frac{1}{4\pi^2 \cdot (465 \cdot 10^3)^2 \cdot 190 \cdot 10^{-12}} =$$

$$= 600 \text{ μH}$$

Mając te dane, należy przystąpić do obliczania przekładni dla odczepów na cewkach filtrów:

$$n_1 = \sqrt{\pi \cdot C_p (F_1 - F_0) \frac{\sqrt{2} \cdot h_{11}}{\Delta h'}}$$

$$= \sqrt{\pi \cdot 190 \cdot 10^{-12} (12{,}5 \cdot 10^3 - 5{,}5 \cdot 10^3) \frac{\sqrt{2} \cdot 1 \cdot 10^3}{250 \cdot 10^{-4}}} =$$

$$= 0{,}485$$

$$n_2 = n_1 \sqrt{\Delta h'} = 0{,}485 \cdot 250 \cdot 10^{-4} =$$

$$= 0{,}077$$

Na rys. 4 podane są wartości oporności i pojemności sprzężenia wewnątrz tranzystora w funkcji częstotliwości. Posługując się tym wykresem znajdujemy wartość r' i c' dla częstotliwości $f_p = 465$ kHz. Do obliczeń można więc przyjąć $r' = 200$ kΩ, $c' = 20$ pF.

Najpierw należy przeliczyć składowe układu równoległego r' i c' na składowe układu szeregowego r_N i c_N:

$$r_N = \frac{r'}{1 + 4\pi^2 f_p^2 \cdot c'^2 \cdot r'^2} =$$

$$= \frac{200 \cdot 10^3}{1 + 4\pi^2 (465 \cdot 10^3)^2 \cdot (20 \cdot 10^{-12})^2 \cdot (200 \cdot 10^3)^2} =$$

$$= 1{,}44 \cdot 10^3 \ \Omega$$

$$c_N = c' + \frac{c'}{2\pi f_p \cdot c' r'} = 20 \cdot 10^{-12} +$$

$$+ \frac{20 \cdot 10^{-12}}{2\pi \cdot 465 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-12} \cdot 200 \cdot 10^3}$$

$c_N = 22$ pF.

Teraz można znaleźć składowe obwodu neutralizacji R_N i C_N

$$R_N = r_N \cdot \frac{n_N}{n_1} = \frac{0{,}077}{0{,}485} \cdot 1{,}44 \cdot 10^3 =$$

$$= 230 \ \Omega$$

$$C_N = c_N \cdot \frac{n_1}{n_N} = 22 \cdot \frac{0{,}485}{0{,}077} = 140 \text{ pF}$$

(do obliczeń przyjęto, że $n_N = n_2$).

15-lecie Ligi Przyjaciół Żołnierza

15 lat mija od chwili powstania Ligi Przyjaciół Żołnierza. Ileż w tym czasie zmieniło się w życiu każdego z nas, w życiu organizacji... A jednak jak żywe stoją przed oczyma obrazy z tamtych pierwszych lat.

Wkraczał do miasta czy wsi oddział żołnierzy-wyzwolicieli, wśród których znajdował się może były krótkofalowiec. Tłumy, kwiaty i łzy witały wybawców. Społeczeństwo jak mogło i jak umiało — nagradzało ich. Gdy górowało — i słusznie — hasło „nie matura, lecz chęć szczera" zwoływano nauczycieli, inżynierów, techników, zdobywano na kilka wieczorów w tygodniu sale szkolne, aby ci co walczyli mogli posiąść wiedzę. Niejeden też z krótkofalowców przystąpił wtedy do zbierania części radiowych potrzebnych do budowy nadajnika, aby po uzyskaniu licencji dać znać światu na falach „eteru", że „SP" odzyskało prawo do życia i znów będzie rozgłaszało dobre imię krótkofalowca polskiego.

Różną miarą można mierzyć ociągnięcia minionych lat organizacji. Niejeden działacz Ligi Przyjaciół Żołnierza wywodzący się jeszcze z szeregów TPŻ, LM, SP, PZK i TPORMO — może je również mierzyć czterocyfrową liczbą niedospanych nocy czy odebranych rodzinie godzin odpoczynku. Może je mierzyć również dawnymi odczuciami, goryczą załamań — bo to, czy owo nie wyszło tak, jak pragnął. Ale może je też oceniać o wiele liczniejszymi chwilami zadowolenia, bo kiedyś radioklub posiadał tylko jedną zepsutą radiostację, czy jeden przyrząd pomiarowy, a dziś — salę służby ruchu radiowego, zestaw dobrych przyrządów pomiarowych, wiele sprzętu konstrukcyjnego.

Jako organizacja rodziliśmy się wraz z Polską Ludową. Wraz z Nią rośliśmy i przeżywaliśmy wszystkie jej sukcesy i bolączki. Wiele zmian zaszło w tym czasie w życiu społeczeństwa i naszej organizacji na odcinku krótkofalarstwa i radioamatorstwa. Krótkofalowcy brali udział w organizowaniu Ligi Przyjaciół Żołnierza w r. 1950. Od tego roku datuje się rozwój krótkofalarstwa w LPŻ. Działalność w zakresie krótkofalarstwa i radioamatorstwa zagwarantowana jest statutem naszej organizacji. Dużej pomocy w organizowaniu tej dziedziny udzielili nam starzy krótkofalowcy, weterani krótkofalarstwa. Mimo, że niektórzy z nich są już dziś poza organizacją — nasi młodzi krótkofalowcy wdzięcznie ich dziś wspominają.

Pion Łączności LPŻ zamyka piętnastolecie swej działalności różnymi osiągnięciami, tak w szkoleniu jak i w sporcie.

W r. 1959 przeszkoliliśmy w naszych radioklubach 2500 młodzieży poborowej na kursach obejmujących 370 godzin zajęć oraz 2700 młodzieży i starszych w ramach szkolenia masowego na kursach 250-godzinnych. Oprócz tego nasze radiokluby, zgodnie z Uchwałą IV Plenum Zarządu Głównego LPŻ, rozpoczęły masowe szkolenie w kołach LPŻ w minimalnym zakresie elektro- i radiotechnicznym. Są to kursy 22- i 29-godzinne.

W dziedzinie sportu krótkofalarskiego mamy niemałe osiągnięcia. Krótkofalowcy LPŻ z Bydgoszczy byli organizatorami Ogólnopolskich Zawodów QRP, w których startowało 51 nadawców. Warszawski Radioklub LPŻ zorganizował Ogólnopolskie Zawody Krótkofalarskie, w których startowało 58 nadawców, Zawody Przyjaźni między krótkofalowcami LPŻ i DOSAAF, w których startowało 80 nadawców oraz z upoważnienia PZK takież zawody z okazji rocznicy 42 Wielkiej Socjalistycznej Rewolucji Październikowej. Krótkofalowcy polscy startowali w zawodach CQ Mir, zorganizowanych przez bratnią nam organizację DOSAAF, w których zajęli zespołowo trzecie miejsce.

W maju 1959 r. każdy Wojewódzki Zarząd LPŻ zorganizował Wojewódzkie Zawody Radiotelegraficzne, w których startowało ogółem 400 radiotelegrafistów.

Centralna Rada Radioklubów i Dział Łączności LPŻ zorganizowały w czerwcu 1959 III Ogólnopolskie Zawody Radiotelegraficzne, w których startowało ogółem 54 zawodników. Puchar przechodni ufundowany przez Prezydium Zarządu Głównego LPŻ zdobył w tych zawodach zespół stołeczny.

Po raz pierwszy zorganizowaliśmy też w r. 1959 zawody „Łowy na lisa". Startowało tylko 8 zawodników, ale już w drugich tego rodzaju zawodach stanęło na starcie 18 zawodników.

Z okazji 15-lecia Polski Ludowej i 15-lecia działalności naszej organizacji Centralna Rada Radioklubów i Dział Łączności zorganizowały Międzynarodowe Zawody Radiotelegraficzne pomiędzy bratnią organizacją Svazarm (Czechosłowacja) a Ligą Przyjaciół Żołnierza. Zdecydowane zwycięstwo odniosła drużyna LPŻ, zdobywając ogółem 9 784.9 punktów (drużyna Svazarmu — 5 874.2 punkty). Na zawodach tych ustanowiono 3 rekordy Polski: w odbiorze cyfr przy zapisie ręcznym (340 znaków na minutę) kol. W. Świętochowska (Warszawski Radioklub LPŻ), w odbiorze cyfr przy zapisie maszynowym (380 znaków na minutę) kol. R. Wysocki (Warszawski Radioklub LPŻ) oraz w odbiorze liter przy zapisie maszynowym (300 znaków na minutę) kol. J. Płatek (Warszawski Radioklub LPŻ).

W r. 1959 została uzupełniona baza sprzętowa, radiokluby wyposażono w podstawowy sprzęt radiowy i przyrządy pomiarowe, co stworzyło możliwości szerszego szkolenia młodzieży.

Rok 1959 zamykamy liczbą 150 zorganizowanych radioklubów, 112 amatorskich radiostacji klubowych i 422 amatorskich radiostacji indywidualnych.

Na piętnastolecie Ligi Przyjaciół Żołnierza nie przychodzimy z pustymi rękoma. W niejednej stacji telewizyjnej, w niejednej radiostacji czy placówce obsługi radiotechnicznej, a także jednostce łączności znajdujemy koleżanki i kolegów z radioklubów LPŻ. I chociaż w życiu i działalności Ligi nie wszystko jest jeszcze tak, jak byśmy pragnęli — mamy prawo być dumni z dokonanej pracy. Mamy również prawo i obowiązek wymagać od każdego z naszych działaczy wysiłku i troski o to, aby wkład w dzieło umocnienia obronności kraju, w dzieło wyszkolenia i wychowania socjalistycznego młodzieży — stale się zwiększał.

Przed Radioklubami naszej organizacji stoi bardzo ważne zadanie dalszego rozwijania krótkofalarstwa i radioamatorstwa. Krótkofalowcy i radioamatorzy z szeregów LPŻ powinni być pionierami szybkiego rozwoju krótkofalarstwa w Polsce. Minął przecież okres niezdrowych antagonizmów LPŻ-PZK; cel jest w tej chwili jeden: szybki rozwój krótkofalarstwa w Polsce.

Członkowie Radioklubów LPŻ powinni pokazywać swoje osiągnięcia techniczne i organizacyjne na łamach „Radioamatora".

Korzystając z okazji — wszystkim tym, którzy przetrwali oraz pomagają Lidze Przyjaciół Żołnierza w rozwoju krótkofalarstwa i radioamatorstwa — składam w imieniu Działu Łączności ZG LPŻ i Centralnej Rady Radioklubów serdeczne podziękowanie za pracę i trud przy realizacji zadań ustalonych na rok 1959 i życzę im dalszych, owocnych osiągnięć na tym odcinku w r. 1960.

Kierownik Działu Łączności ZG LPŻ
W. Konwiński ppłk. dypl.

Nasi Czytelnicy piszą...

SZANOWNA REDAKCJO!

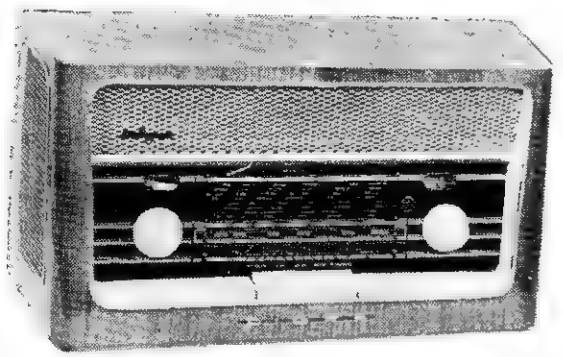
Chciałbym bardzo nawiązać znajomość i stały kontakt z polską radioamatorką, by móc korespondować z nią i wymieniać wzajemnie czasopisma („Amaterské Radio" na „Radioamator").

Mam lat 18, jestem z zawodu frezerem, pracuję w zakładach Tesla w Brnie. Uczęszczam na kurs prowadzony przez krótkofalowców, zajmuję się konstruowaniem radioodbiorników; obecnie buduję odbiornik kieszonkowy na tranzystorach.

Często słucham audycji radiowych z Warszawy, Krakowa, Wrocławia. Podoba mi się bardzo polska mowa. Eksponaty w stoiskach polskich na ostatniej wystawie w Brnie zrobiły na mnie duże wrażenie. Szczególnie z dziedziny maszyn, samochodów, motocykli, radiotechniki (w tym i tranzystorów).

Uprzejmie proszę o ułatwienie mi nawiązania korespondencji z polską koleżanką-radioamatorką — możliwie w moim wieku.

Serdecznie pozdrawiam
Jiri Procházka
Dolní Škola c. 100
p. Blanško
ČSR (Czechosłowacja)



Odbiornik CALYPSO

ZAKŁADY RADIOWE „DIORA" w Dzierżoniowie przygotowały do produkcji pod koniec 1959 r. odbiornik superheterodynowy średniej klasy (i ceny) przeznaczony również do odbioru stacji z modulacją częstotliwości (*FM*).

Dane techniczne

Zasilanie: z sieci prądu zmiennego 50 Hz o napięciu 220 lub 127 V.

Pobór mocy: ok. 40 W.

Bezpieczniki: dla 127 V — 0,6 A
„ 220 V — 0,3 A.

Zestaw lamp: *ECC85, ECH81, EF89, EF80, EL84, EM80;* para diod germanowych *DOG 58;* dioda germanowa *DOG55* oraz pakietowy prostownik selenowy w układzie mostkowym.

Zakresy fal: fale ultrakrótkie (*FM*) 87,5 ... 100 MHz
„ krótkie 5,95 ... 17,9 MHz
„ średnie 525 ... 1605 kHz
„ długie 150 ... 285 kHz.

Obwody strojone: *FM* — 9 obwodów
AM — 7 obwodów

Częstotliwość pośrednia: *FM* — 10,7 MHz
AM — 465 kHz

Czułość:

— na zakresie fal ultrakrótkich ok. 4 μV przy stosunku sygnał/szum = 26 dB i dewiacji 22,5 kHz
— na zakresie fal długich ok. 15 μV
„ „ „ średnich ok. 20 μV
„ „ „ krótkich ok. 15 μV

Selektancja: dla *FM* — $S_{300} = 30$ dB
„ *AM* — $S_9 = 30$ dB.

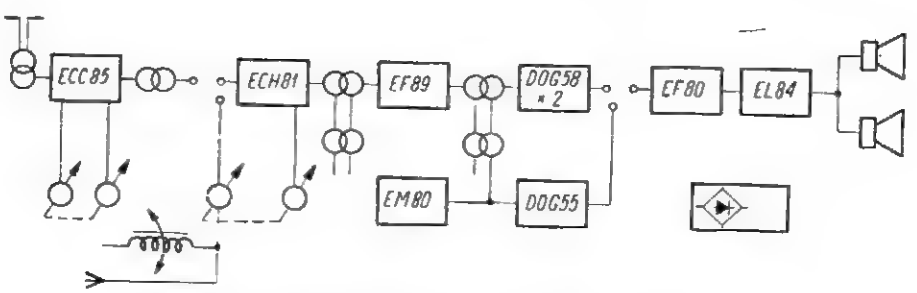
Tłumienie sygnałów lustrzanych: fale ultrakrótkie ok. 43 dB
„ krótkie „ 14 dB
„ średnie „ 40 dB
„ długie „ 70 dB

Szerokość pasma: *FM* — 100 ... 12 000 Hz
AM — 100 ... 3 500 Hz.

Znamionowa moc wyjściowa (nie zniekształcona): 2 VA.

Czułość z gniazd adaptera: 50 mV (2 W).

Głośniki: 2 głośniki dynamiczne 180 × 130 mm o mocy 2 W każdy.

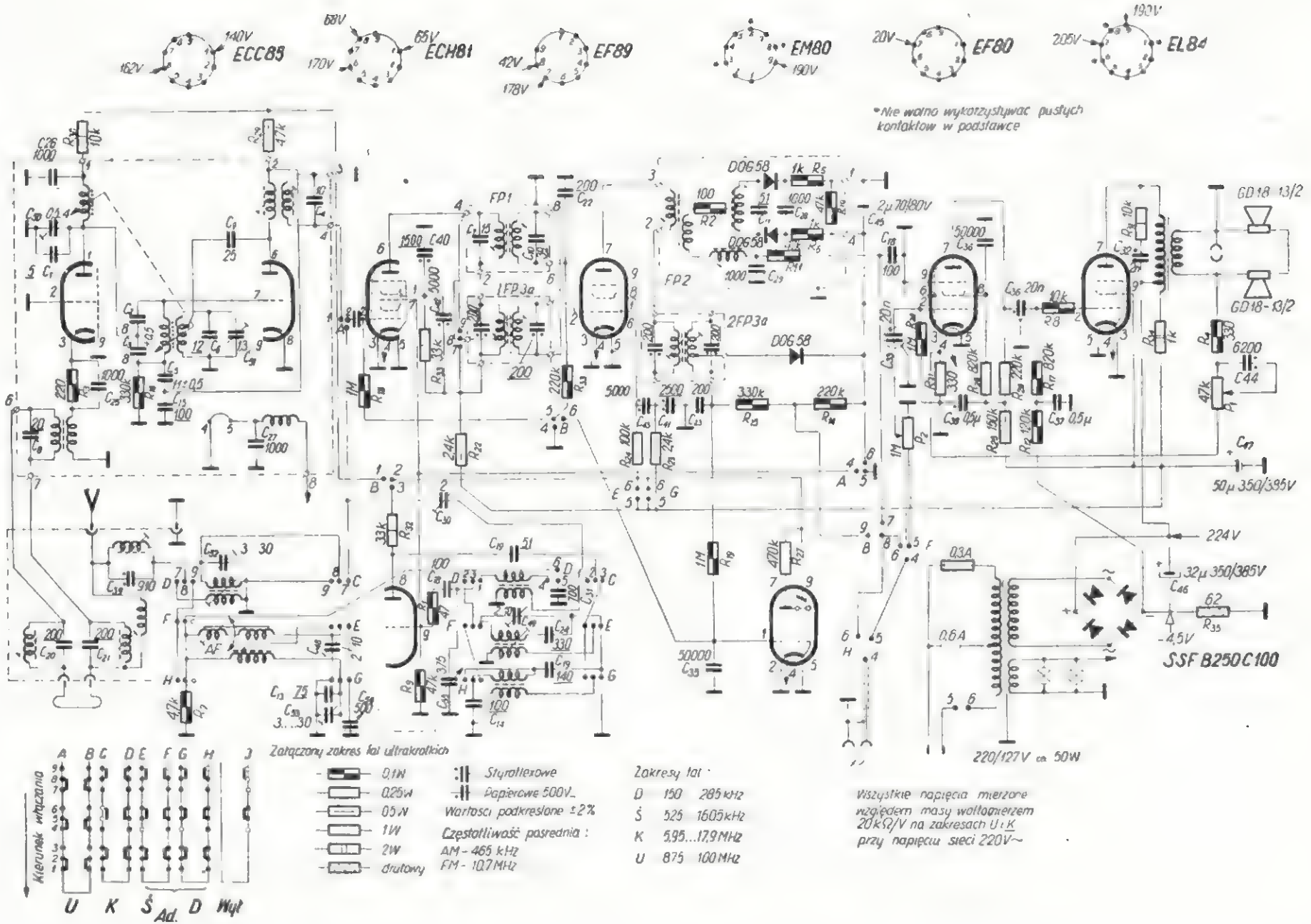


Rys. 1. Schemat blokowy odbiornika „Calypso"

Opis układu

Odbiornik „Calypso" jest superheterodyną przystosowaną zarówno do odbioru sygnałów z modulacją częstotliwości (*FM*), jak i sygnałów z modulacją amplitudy (*AM*). Schemat blokowy odbiornika przedstawiony jest na rys. 1, zaś schemat ideowy na rys. 2.

Poszczególne człony odbiornika są samodzielnymi elementami odpowiednich kanałów (*FM* lub *AM*) albo też pracują wspólnie w obu kanałach.



Rys. 2 Schemat ideowy odbiornika "Calypso"

Kanał FM

Tor *FM* posiada następujące stopnie:
— wzmacniacz w.cz.
— mieszacz wraz z oscylatorem
— wzmacniacz pośr. cz.
— demodulator
— wzmacniacz m.cz.
— wzmacniacz mocy.

Wzmacniacz i mieszacz wbudowane są do oddzielnego pudełka (tzw. głowicy UKF) stanowiącego zwartą całość konstrukcyjną. Wzmacniacz w.cz. pracuje na pierwszej triodzie lampy *ECC85* w układzie z uziemioną siatką. Obwód wejściowy, silnie sprzężony z obwodem antenowym, dopasowany jest do wbudowanej wewnętrznej anteny symetrycznej (dipol półfalowy) o oporności ok. 300 Ω. Obwód ten stroi się na 94 MHz, tzn. na środek odbieranego pasma. Obwód anodowy wzmacniacza przestraja się w zakresie 87,5 ... 100 MHz za pomocą zmiennej indukcyjności.

Zaletą wzmacniacza z uziemioną siatką jest prostota konstrukcji, możliwość uniknięcia kłopotliwej neutralizacji i łatwe zestrajanie w produkcji .

Mieszacz i oscylator pracują na wspólnej triodzie drugiej części *ECC85* w układzie mieszacza samodrgającego.

Sprzężenie wzmacniacza z mieszaczem i oscylatorem wykonane jest w układzie mostka pojemnościowego zrównoważonego dla częstotliwości heterodyny.

Heterodyna pracuje w układzie Meissnera z luźno sprzężonym obwodem rezonansowym w anodzie. Strojenie za pomocą zmiennej indukcyjności w zakresie 98,2 ... 110,7 MHz.

Współbieg obwodów strojonych wzmacniacza i heterodyny uzyskuje się przez mechaniczne sprzężenie aluminiowych rdzeni strojeniowych na nierozciągliwej lince z włókna szklanego i odpowiednie ich początkowe ustawienie.

Mieszacz jednosiatkowy, którego obciążenie stanowi pierwszy filtr pośr. cz. jest odtłumiony dla częstotliwości 10,7 MHz w układzie mostkowym.

Wzmacniacz pośr. cz. pracuje z lampami *ECH81* (część heptodowa) i *EF89*. Dla osiągnięcia możliwie dużego wzmocnienia i symetrycznego kształtu krzywej wzmacniacza pośr. cz. zastosowano w obu stopniach neutralizację szkodliwej pojemności C_{as}.

W stopniu z lampą *EF89* zastosowano ograniczenie amplitudy za pomocą ogranicznika siatkowego.

Demodulator w układzie niesymetrycznego detektora stosunkowego pracuje na diodach germanowych typu *DOG 58*. Na wyjściu włączony jest filtr o odpowiednio dobranej stałej czasu.

Wzmacniacz m.cz. pracuje z pentodą *EF80* w układzie oporowo-pojemnościowym. Napięcie sterujące może być doprowadzone z gniazd adapterowych lub z wyjścia detektora *FM* i *AM*.

Wzmacniacz mocy na *EL84* dostarcza nie zniekształconej mocy do dwóch głośników połączonych szeregowo (pracujących z jednakową fazą).

Oba stopnie wzmacniacza akustycznego objęte są ujemnym sprzężeniem zwrotnym, którego napięcie pobiera się z uzwojenia wtórnego wyjściowego transformatora i doprowadza poprzez filtr korekcji barwy dźwięku, na katodę lampy *EF80*.

Regulator barwy dźwięku działa w zakresie wyższych częstotliwości akustycznych i daje płaską charakterystykę przenoszenia do 12 kHz (—3 dB) lub też obcina wyższe częstotliwości (o 15 dB przy 5 kHz), co umożliwia eliminację bardzo męczących zakłóceń przy odbiorze *AM*.

Kanał AM

Tor *AM* zbudowany jest w konwencjonalnym układzie sześcioobwodowej superheterodyny. Antena sprzężona jest z siatką pierwszej lampy *(ECH81)* indukcyjnie na zakresie fal krótkich i pojemnościowo — od dołu, na falach średnich i długich.

Cewka wejściowa fal średnich nawinięta jest na pręcie anteny ferrytowej. Na falach długich sprzężona jest ona autotransformatorowo z cewką wejściową tego zakresu. Między gniazdem wejściowym anteny zewnętrznej a obwodami wejściowymi znajduje się eliminator pośr. cz. Wbudowana do odbiornika antena *FM* jest sprzężona za pomocą dławika z gniazdem anteny *AM* i może być wykorzystana jako antena zastępcza, szczególnie na falach krótkich.

Mieszacz pracuje w układzie mieszania dwusiatkowego na heptodzie *ECH81*. Heterodyna — z triodą w układzie Meissnera z obwodami strojonymi w siatce. Współbieżność obwodów wejściowych i oscylatora jest zapewniona przez zachowanie stałego stosunku pojemności wejściowej i oscylatora kondensatora obrotowego.

Wzmacniacz pośr. cz. pracuje z lampą *EF89*. W filtrach zastosowano odczepy dla uzyskania prawidłowych warunków pracy wzmacniacza i osiągnięcia wymaganej selektancji.

Demodulator na diodzie germanowej *DOG 55* dostarcza jednocześnie napięcia stałego do sterowania oka magicznego *EM80* i automatyki dla lamp *EF89* i *ECH81*.

Odbiornik zasilany jest z sieci prądu zmiennego. Prostownik selenowy w układzie mostkowym daje znaczną oszczędność żelaza i miedzi w transformatorze sieciowym w porównaniu z prostownikiem lampowym. Filtr zasilacza jest oporowo-pojemnościowy. Zastosowano kompensację przydźwięku sieci przez dodanie odczepu w pierwotnym uzwojeniu transformatora wyjściowego.

Rozwiązanie konstrukcji skrzynki pod względem akustycznym jest zupełnie nowe i odmienne od dotychczas stosowanych. Głośniki są umieszczone z przodu odbiornika na desce głośnikowej przymocowanej ukośnie pod kątem 30° do skrzynki tworzącej pewnego rodzaju wnękę. W bocznych ścianach skrzynki znajdują się wycięcia. Zapewnia to w efekcie dobre rozpraszanie tonów wysokich i polepsza charakterystykę promieniowania w kierunkach bocznych.

Do konstrukcji odbiornika użyto materiałów i podzespołów produkcji krajowej. Należy jednak stwierdzić, że ich jakość przysparza wiele kłopotów konstruktorom i utrudnia projektowanie nowoczesnego sprzętu radiowego najwyższej jakości.

Inż. Andrzej Karge

O wzmacniaczu ze sprzężeniem katodowym

(Katodyna)

X. Dzień dobry. Czy nie przeszkadzam?

Y. Ależ nie. Przeciwnie, bardzo się cieszę, że ciebie widzę. Siadaj mój drogi i powiedz, co u ciebie słychać. Co porabiasz?

X. Pracuję teraz w laboratorium radiotechnicznym. Chwalę sobie tę pracę. Nie jest ona może intratna, ale daje mi dużo zadowolenia.

Y. Wiem, że lubiłeś pracę twórczą. Miałeś zawsze oryginalne pomysły, jeśli chodzi o konstrukcję odbiorników radiowych. Bardzo się cieszę, że znalazłeś sobie właściwe zajęcie. Nic nie daje takiego zadowolenia jak praca, którą się lubi. Widzę jednak po twojej minie, że masz jakieś kłopoty. Czy może ktoś chory w rodzinie?

X. Ależ nie. Wszyscy cieszą się jak najlepszym zdrowiem. Mam jednak kłopoty zupełnie innego rodzaju.

Y. Cóż cię tak gnębi?

X. Nie chciałbym ci zabierać cennego czasu; widzę, że studiujesz, może więc powiem ci o tym innym razem?

Y. Po co te skrupuły. Siadaj spokojnie i opowiadaj, co masz na wątrobie. Zaraz przyniosę butelkę wina własnego wyrobu.

X. Dziękuję ci. Wino twoje jest świetne. Przypomina prawdziwą maderę.

Y. Jest to jednak zwykłe wino z głogu. Ale wracajmy do rzeczy. Czy powiesz mi wreszcie o co chodzi?

X. Widzisz, nie śmiem ci zaprzątać głowy swoimi kłopotami, ale ostatnio nie daje mi spokoju sprawa układu wejściowego do magnetofonu, który by nie dawał przydźwięku sieci mimo żarzenia pierwszej lampy prądem zmiennym. Próbowałem budować tego rodzaju wzmacniacze wejściowe, przeznaczone do pracy z głowicami mało czułymi o wąskiej szczelinie i nie mogę dać sobie rady z doborem odpowiednich lamp. Przy dużym wzmocnieniu słyszę przydźwięk sieci pochodzący z żarzenia pierwszej lampy. Nie mam zaś ochoty budować specjalnego prostownika do żarzenia pierwszej lampy prądem stałym.

Y. Nie dziwię się wcale, że przy dużym wzmocnieniu wzmacniacza pierwsza lampa „mruczy". Nie próbowałeś jednak przydźwięku tego w jakiś sposób skompensować?

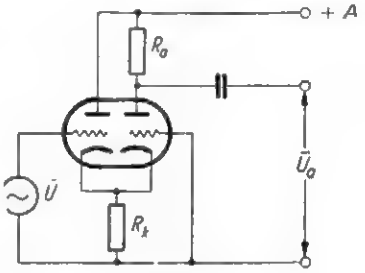
X. Próbowałem również wszystkich sposobów, ale nie wiele to pomogło. Wpadłem jednak na pewien pomysł układu lampowego, który chciałbym z tobą przedyskutować i dowiedzieć się, co o nim myślisz.

Y. Zaciekawiasz mnie.

X. Próbowałem nawet układ ten przeliczyć, ale rachunków nie mogłem jakoś doprowadzić do końca. Zgubiłem się w nich zupełnie.

Y. Może jednak powiesz, o jaki układ chodzi?

X. Spróbuję wobec tego narysować go. (Rys. 1)



Rys. 1

Jak widzisz, chodzi tu o układ wzmacniacza z podwójną lampą. Obie połówki lampowe mają wspólny opornik katodowy R_K nie zablokowany kondensatorem. Pierwszy stopień lampowy można uważać za wtórnik katodowy, drugi natomiast za układ wzmacniacza oporowego z uziemioną siatką.

Y. Pozwól, że ci przerwę, ale układ narysowany przez ciebie jest znany w literaturze technicznej pod nazwą „katodyny" i jest dość rozpowszechniony.

X. Nie wiedziałem o tym. Żałuję, że nie mam dość czasu na przeglądanie literatury technicznej. Wobec tego nie chcę ci niepotrzebnie zawracać głowy. Pozwól, pożegnam cię.

Y. Zaraz, mój drogi. Nie wiedziałem, żeś taki obraźliwy. Siadaj i wypij jeszcze jeden kieliszek wina. To, że układ, który przedstawiłeś jest w praktyce stosowany, wcale nie oznacza, że jego działanie jest dostatecznie dobrze przeanalizowane. Bardzo się cieszę, że przypomniałeś mi o nim; od dawna myślałem, aby się nim bliżej zająć. Obecnie nadarza się ku temu doskonała okazja. Zawsze lubiłem z tobą dyskutować, może więc wspólnie zabierzemy się do przeanalizowania tego układu?

X. Jak sobie życzysz, obawiam się jednak, że niewiele ci w tym pomogę.

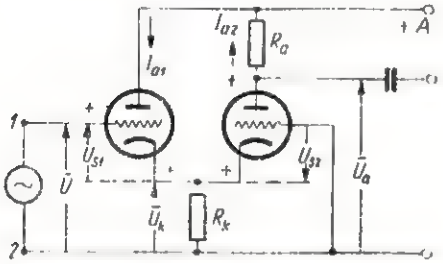
Y. Nie bądź zbyt skromny. Masz doskonałe praktyczne i teoretyczne przygotowanie do roztrząsania tego rodzaju problemów.

X. Brak mi jednak twojej głębokiej wiedzy i rutyny w rozwiązywaniu skomplikowanych rachunków, zwłaszcza gdy chodzi o matematyczne podejście do zagadnień technicznych.

Y. Nie bawmy się jednak w komplementy. Myślę, że zanim zabierzemy się do ilościowego ujęcia przebiegów zachodzących w podanym przez ciebie układzie, należy zdać sobie dokładnie sprawę z tego, jak te przebiegi zachodzą.

X. Nie jest to trudne. Załóżmy na przykład, że w pewnej chwili wzrasta potencjał siatki pierwszej lampy. Oznaczmy ten wzrost potencjału znakiem „+" umieszczonym przy siatce lampy. Wskutek tego wzrasta prąd anodowy tej lampy, płynący od anody do katody i przez opornik katodowy R_K do masy. Prąd ten powoduje wzrost potencjału katody (oznaczamy to znakiem „+" przy katodzie). Ponieważ katody obu lamp są ze sobą połączone, to wzrost potencjału lewej katody pociąga za sobą również wzrost potencjału prawej katody (znak „+" przy prawej katodzie). Wzrost potencjału katody przy zerowym potencjale siatki lampy jest równoznaczny ze zmniejszeniem się ujemnego napięcia siatkowego tej lampy, a więc powoduje spadek prądu anodowego prawej lampy. Zmniejszenie się prądu anodo-

wego powoduje z kolei zmniejszenie się spadku napięcia na oporniku anodowym R_a tej lampy, a więc wzrost potencjału anody (znak „+" przy anodzie prawej lampy). Mamy więc, jak widzisz, w zupełności określone biegunowości wszystkich napięć i prądów występujących w tym układzie.



Rys. 2

Y. Po takim doskonałym ujęciu graficznym, dającym całkowity obraz pracy układu, możemy już łatwo przystąpić do analizy ilościowej zjawisk bez obawy zrobienia błędów, jakie mogą wyniknąć z mylnego znakowania poszczególnych wielkości elektrycznych (prądów i napięć). Powiedz mi jednak, dlaczego strzałkujesz napięcia w ten sposób jak na rys. 2? To znaczy, dlaczego przy strzałce napięcia stawiasz znak „+"? W ten sposób strzałka napięcia pokazuje kierunek od „—" do „+", a więc odwrotny od spadku napięcia, którego kierunek zwykle oznacza się od „+" do „—"?

X. Uważam bowiem wszystkie strzałkowane napięcia na rysunku za siły elektromotoryczne działające w układzie, a jak wiadomo kierunki sił elektromotorycznych są odwrotne do kierunków spadków napięć.

Y. Zupełnie słusznie. Z takim założeniem można się zgodzić, tylko w dalszym toku analizy naszego układu należy o tym zawsze pamiętać. Z rysunku 2 wynika, że napięcie $\bar{U}$ przyłożone do zacisków wejściowych układu (1—2) zostaje przez układ wzmocnione i ujawnia się w postaci napięcia $\bar{U}_a$ na wyjściu układu. Charakterystyczne jest przy tym to, że napięcie wyjściowe $\bar{U}_a$ jest w fazie z napięciem wejściowym $\bar{U}$. Układ wzmacniający według schematu z rysunku 1 względnie 2 nie zmienia zatem fazy napięcia. Można więc napisać prostą zależność między amplitudą napięcia wejściowego $\bar{U}$ i amplitudą napięcia wyjściowego $\bar{U}_a$.

$$\bar{U}_a = k \cdot \bar{U} \qquad (1)$$

w której k jest liczbą rzeczywistą i wyraża współczynnik wzmocnienia napięciowego układu.

X. Należałoby jeszcze wyjaśnić, że współczynnik wzmocnienia k jest liczbą rzeczywistą tylko w tym przypadku, gdy układ nie przesuwa fazy, a więc tylko pod warunkiem, że nie uwzględnimy żadnych pojemności międzyelektrodowych w lampach. Można to oczywiście zrobić, o ile ograniczymy się do zakresu małych częstotliwości, przy których pojemności te nie odgrywają jeszcze zasadniczej roli.

Byłoby teraz ciekawe znaleźć wartość liczbową współczynnika wzmocnienia k układu w zależności od wartości R_k, R_a, no i parametrów lampowych μ, S, R_i.

Y. Myślę, że potrafisz to zrobić bez mojej pomocy.

X. Wobec tego spróbuję. Pozwól jednak, że ci przedstawię mój sposób podejścia do tego zagadnienia. Próbowałem już raz to zrobić, ale nie mogłem wybrnąć z gmatwaniny równań, jakie otrzymałem.

Wyszedłem klasycznym sposobem z praw Kirchhoffa zastosowanych do powyższego układu oraz z równania lampy trójelektrodowej.

Y. Uważam ten sposób postępowania za słuszny, chociaż prowadzi do układu równań żmudnych do rozwiązania.

Może przypomnisz mi równania lampy katodowej?

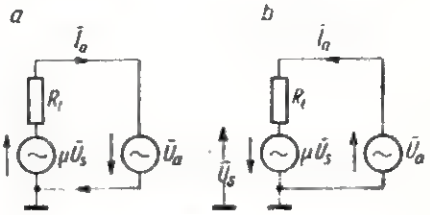
X. Przemawiasz do mnie jak profesor na egzaminie, ale nie obrażam się o to. Osobiście uważam, że równanie lampy katodowej najłatwiej zapamiętać w następującej postaci:

$$\bar{I}_a = \frac{\mu \cdot \bar{U}_s + \bar{U}_a}{R_i} \qquad (2)$$

Jest to równanie przedstawiające prawo Ohma dla obwodu anodowego lampy, w którym działają dwie niezależne siły elektromotoryczne zmienne: $\mu \cdot \bar{U}_s$ i $\bar{U}_a$. Pierwsza z nich przedstawia zmienne napięcie siatkowe $\bar{U}_s$ przeniesione do obwodu anodowego lampy (dlatego pomnożone jest przez współczynnik amplifikacji lampy μ), zaś druga siła elektromotoryczna $\bar{U}_a$ przedstawia zmienne napięcie działające między anodą i katodą lampy. Może ono pochodzić z oddzielnego źródła napięcia zmiennego działającego w obwodzie anodowym lampy, albo ze spadku napięcia na oporniku anodowym lampy. W tym ostatnim przypadku należy uważać na znak przy $\bar{U}_a$ (przeciwny do spadku napięcia).

Stosując powyższe równanie, oczywiście zakładamy, że amplitudy napięć i prądów są dostatecznie małe, aby można było uważać lampę za element liniowy o stałych parametrach, przy czym wartości parametrów μ, S, R_i należy przyjąć takie, jakie odpowiadają danemu punktowi pracy lampy; zależą więc od stałego ujemnego napięcia siatkowego U_{s0} i stałego napięcia anodowego U_{a0}.

Y. Bardzo dobrze. Można wobec tego narysować układ zastępczy lampy, odpowiadający równaniu (2). Przedstawiłem go na rys. 3.



Rys. 3

X. Dlaczego jednak narysowałeś dwa układy?

Y. Bo oba odpowiadają równaniu (2). Który z nich będziemy stosować zależy od tego, jaki kierunek prądu anodowego lampy przyjmiemy za dodatni.

X. Wydaje mi się logiczne przyjąć za dodatni kierunek prądu od anody do katody lampy, a więc przyjąć rys. 3b jako wyznaczający właściwe strzałkowanie prądu i napięć w obwodzie anodowym lampy.

Y. Jak sobie życzysz. Zwróć jednak uwagę na to, że siła elektromotoryczna $\mu \cdot \bar{U}_s$, przeniesiona z obwodu siatkowego do obwodu anodowego lampy, ma kierunek zawsze odwrotny do siły elektromotorycznej działającej w obwodzie siatkowym lampy. Lampa transformuje zatem napięcie siatkowe $\bar{U}_s$ μ-krotnie, przesuwając równocześnie fazę tego napięcia o 180°.

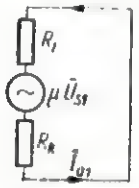
X. Oczywiście, są to rzeczy znane.

Y. Bardzo mnie cieszy, że tak dobrze ugruntowałeś sobie te wiadomości. Skoro więc wyjaśniliśmy sobie te proste sprawy, może przejdźmy do rzeczy konkretnych. Proponuję obliczyć prąd anodowy I_{a1}, jaki płynie przez pierwszą triodę pod wpływem przyłożonego napięcia zewnętrznego U.

X. Nic prostszego, jak zastosować równanie lampy do naszego układu. Między siatką i katodą pierwszej lampy działa napięcie U_{s1}, które, jak wynika z rys. 2, jest równe różnicy między napięciem zewnętrznym U a napięciem katodowym U_k, można więc napisać:

$$U_{s1} = U - U_k \qquad (3)$$

Napięcie to przenosimy do obwodu anodowego lampy, mnożąc je przez μ i zmieniając kierunek na przeciwny. Możemy więc narysować obwód anodowy pierwszej lampy.



Rys. 4

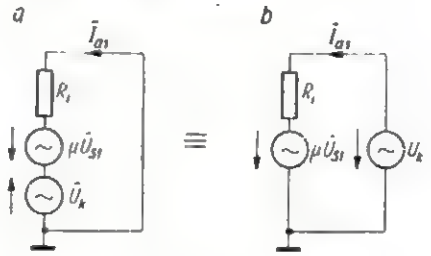
Y. Czy nie pomyliłeś się przypadkowo? Popatrz na rysunek 2. Przez opornik katodowy R_k płynie nie tylko prąd I_{a1}, lecz również prąd drugiej lampy I_{a2}, a na twoim rysunku 4 przez opornik R_k płynie tylko prąd I_{a1}.

X. Uznaję swój błąd. Jak jednak uwzględnić wpływ prądu I_{a2}, ograniczając się tylko do obwodu pierwszej lampy?

Y. Myślałem, że opisując tak pięknie układ na rys. 2, w którym napięcie U_k uważasz za siłę elektromotoryczną, narysujesz prawidłowo układ zastępczy pierwszego obwodu anodowego.

X. Rozumiem. Można zastąpić oporność katodową, wspólną dla obu lamp, siłą elektromotoryczną U_k, działającą niezależnie od siły elektromotorycznej $\mu \cdot U_{s1}$ w obwodzie pierwszej lampy. Że też od razu nie wpadłem na tę myśl. Wobec tego układ zastępczy pierwszej lampy będzie wyglądał tak, jak na rys. 5a, względnie 5b.

Y. Zupełnie prawidłowo.



Rys. 5

X. Można więc do układu 5b zastosować równanie lampy i napisać:

$$I_{a1} = \frac{\mu \cdot U_{s1} - U_k}{R_i} \qquad (4)$$

albo, uwzględniając wzór (3) napisać:

$$R_i \cdot I_{a1} = \mu \cdot U - (\mu + 1) U_k \qquad (5)$$

Y. Jeżeli zważymy, że napięcie katodowe U_k jest wynikiem przepływu prądów I_{a1} i I_{a2} przez wspólny opornik R_k i uwzględnimy od razu kierunki obu prądów, możemy napisać:

$$U_k = R_k (I_{a1} - I_{a2}) \qquad (6)$$

X. Uwzględniając (6) możemy równanie (5) napisać w następującej postaci:

$$[R_i + (\mu + 1) R_k] \cdot I_{a1} = \mu \cdot U + (\mu + 1) \cdot R_k \cdot I_{a2} \qquad (7)$$

Mamy więc równanie o dwóch niewiadomych I_{a1} i I_{a2}.

Możemy jednak podobną zależność wyznaczyć również dla obwodu anodowego drugiej lampy.

Y. Zrób to.

X. Napięcie działające między siatką i katodą drugiej lampy, jak wynika z rys. 2, jest równe:

$$U_{s2} = -U_k \qquad (8)$$

Siła elektromotoryczna działająca w obwodzie anodowym drugiej lampy jest więc równa: $\mu \cdot U_{s2} = -\mu \cdot U_k$; ma więc kierunek ujemny, a więc taki, jak pokazałem na rys. 6.

W obwodzie anodowym drugiej lampy działa również siła elektromotoryczna U_k. Wobec tego wzór na prąd anodowy drugiej lampy będzie miał postać

$$I_{a2} = \frac{\mu \cdot U_k + U_k}{R_i + R_a} \qquad (9)$$

albo, uwzględniając (6):

$$[R_i + R_a + (\mu + 1) \cdot R_k] \cdot I_{a2} = (\mu + 1) \cdot R_k \cdot I_{a1} \qquad (10)$$

Równania (7) i (10) są w zupełności wystarczające do obliczenia obu prądów anodowych I_{a1} i I_{a2}.

Y. Czy konieczne jest obliczenie obu prądów? Wystarczy chyba, jeżeli obliczymy prąd I_{a2}, ponieważ będzie on nam potrzebny do wyznaczenia napięcia U_a na oporniku anodowym R_a. A przecież tylko o to nam chodzi.

X. Masz rację. Wobec tego obliczę z równania (10) prąd I_{a1} i podstawię tę wartość do równania (7). Otrzymuję

$$I_{a1} = \frac{R_i + R_a + (\mu + 1) \cdot R_k}{(\mu + 1) \cdot R_k} \qquad (11)$$

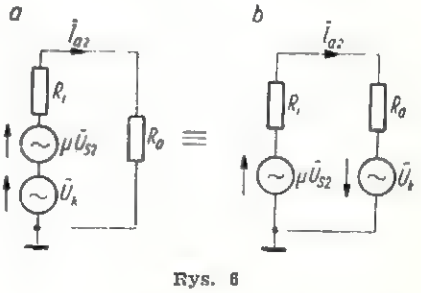
Podstawiam do (7):

$$\left[\frac{R_i + (\mu + 1) R_k}{(\mu + 1) R_k} R_i + R_a + (\mu + 1) R_k\right] \cdot I_{a2} = \mu \cdot U + (\mu + 1) R_k \cdot I_{a2} \qquad (12)$$

Y. Przenieś teraz z prawej strony równania wyraz zawierający prąd I_{a2} na lewą stronę i wyłącz przed nawias, doprowadzając równanie do jakiejś przyzwoitej postaci.

X. Otrzymałem ostatecznie następującą postać równania:

$$I_{a2}\left[\frac{2 + \frac{R_i}{(\mu + 1) R_k}}{1 + \frac{R_i}{(\mu + 1) R_k}} R_i + R_a\right] = \frac{\mu U}{1 + \frac{R_i}{(\mu + 1) R_k}} \qquad (13)$$



Rys. 6

Y. Świetnie. Może jednak uprościmy trochę formę zapisu ostatniego równania. Powtarza się w nim czynnik

$$\frac{R_i}{(\mu+1)R_k}$$

Co on oznacza?

X. Z równania wewnętrznego lampy katodowej wynika, że:

$$\frac{R_i}{\mu} = \frac{1}{S}$$

gdzie S jest nachyleniem charakterystyki siatkowej lampy w punkcie pracy. Ponieważ współczynnik amplifikacji lampy μ jest liczbą stosunkowo dużą, bo zawiera się zależnie od typu lampy w granicach od 30 do 100 dla triod, a do kilkuset dla pentod — nie zrobimy dużego błędu, jeżeli podstawimy:

$$\frac{R_i}{(\mu+1)R_k} \cong \frac{R_i}{\mu \cdot R_k} = \frac{1}{S \cdot R_k} \qquad (14)$$

Y. Dobrze. Takie uproszczenie jest dopuszczalne. Leży ono w granicach tolerancji, z jaką wyznacza się współczynnik amplifikacji lampy. Wobec tego postać wzoru (13) uprości się następująco:

$$\bar{I}_{a2}\left[\frac{2+\frac{1}{SR_k}}{1+\frac{1}{SR_k}}R_i + R_a\right] = \frac{\mu \cdot \bar{U}}{1+\frac{1}{SR_k}} \qquad (15)$$

A wzór na prąd anodowy drugiej lampy przyjmie postać:

$$\bar{I}_{a2} = \frac{\frac{\mu \cdot \bar{U}}{1+\frac{1}{SR_k}}}{\frac{2+\frac{1}{SR_k}}{1+\frac{1}{SR_k}} \cdot R_i + R_a} \qquad (16)$$

X. Dlaczego napisałeś wzór na prąd anodowy $\bar{I}_{a2}$ w tak dziwnej postaci? Przecież ten piętrowy ułamek można sprowadzić łatwo do ułamka zwyczajnego?

Y. Oczywiście. Zrobiłem to jednak umyślnie. Czy patrząc na formę tego wzoru nic ci nie przychodzi na myśl?
Porównaj go ze wzorem na prąd anodowy płynący w obwodzie lampy mającej współczynnik amplifikacji μ' i oporność wewnętrzną R_i', gdy w obwodzie znajduje się opornik anodowy R_a.

X. Wszystko już jest dla mnie zrozumiałe. Oczywiście, forma wzoru (16) jest taka sama, jak wzoru:

$$\bar{I}_{a2} = \frac{\mu' \bar{U}}{R_i' + R_a} \qquad (17)$$

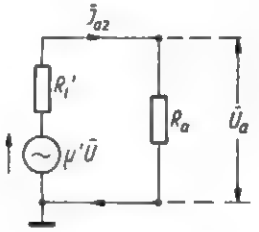
wystarczy tylko podstawić:

$$\mu' = \frac{\mu}{1+\frac{1}{SR_k}} \qquad (18)$$

oraz

$$R_i' = \frac{2+\frac{1}{SR_k}}{1+\frac{1}{SR_k}} \cdot R_i \qquad (19)$$

Rozumiem teraz o co ci chodziło. Nasz rozpatrywany układ można zastąpić prostym układem oporowym, składającym się tylko z jednej lampy o współczynniku amplifikacji μ' określonym wzorem (18) i oporności wewnętrznej R_i', którą możemy wyznaczyć ze wzoru (19). Czyli, że układ z rys. 1 można zastąpić układem pokazanym na rys. 7.



Rys. 7

Y. Czy nie uważasz, że taka metoda postępowania jest słuszna?

X. Ależ oczywiście. Zawsze podziwiałem twoją zdolność prostego rozwiązywania zawiłych zagadnień.

Y. Może jednak dokończysz rozpoczęte dzieło. Czy możesz mi powiedzieć, jakie jest nachylenie S' tej zastępczej lampy, której pozostałe parametry μ' i R_i' określiliśmy poprzednio?

X. Nic prostszego. Wynika ono z równania wewnętrznego lampy:

$$\mu' = S' \cdot R_i' \qquad (20)$$

Równanie to określa zależność między wszystkimi trzema parametrami lampy i musi być spełnione dla każdego punktu pracy lampy. Z równania (20) wynika:

$$S' = \frac{\mu'}{R_i'} = \frac{S}{2+\frac{1}{SR_k}} \qquad (21)$$

Y. Mamy więc obliczone wszystkie parametry zastępczej lampy. Są one wyrażone za pomocą parametrów μ, S, R_i lamp rzeczywistych pracujących w układzie (dla uproszczenia przyjęliśmy, że obie lampy mają te same parametry) i zależne są od oporności katodowej R_k układu.

X. Właściwie zależność ta nie jest bezpośrednia od R_k, lecz od iloczynu SR_k.

Y. Czy wiesz, co ten iloczyn oznacza?

X. Iloczyn ten można przedstawić również w postaci ilorazu:

$$SR_k = \frac{R_k}{1/S} \qquad (22)$$

Wyraża on stosunek oporności katodowej R_k do oporności $1/S$ lampy. Oporność $1/S$ jest stosunkowo mała. Np. dla lampy o nachyleniu charakterystyki $S = 2\,\text{mA/V}$, oporność ta wynosi $1/S = 500\,\Omega$.

Y. Stwierdzam, że doskonale orientujesz się w podstawach radiotechniki. Skoro wyjaśniłeś sens fizyczny iloczynu SR_k uważam, że będzie korzystne dla dalszego toku naszej analizy, jeżeli oznaczysz iloczyn ten przez x i napiszesz:

$$SR_k = x \qquad (23)$$

(x — jako stosunek dwóch oporności jest liczbą bezwymiarową). Dobrze będzie również, jeżeli ze wzorów (18), (19) i (21) przedstawisz stosunki parametrów zastępczych do parametrów rzeczywistych lampy.

X. Dzieląc obie strony równości (18) przez μ, otrzymujemy:

$$\frac{\mu'}{\mu} = \frac{1}{1+\frac{1}{x}} = \frac{x}{x+1} \qquad (24)$$

Ze wzoru (19) wynika:

$$\frac{R_i'}{R_i} = \frac{2+1/x}{1+1/x} = \frac{2x+1}{x+1} \qquad (25)$$

Wreszcie ze wzoru (21) otrzymujemy:

$$\frac{S'}{S} = \frac{1}{2 + 1/x} = \frac{x}{2x + 1} \quad (26)$$

Dlaczego jednak kazałeś mi dokonać tych przekształceń?

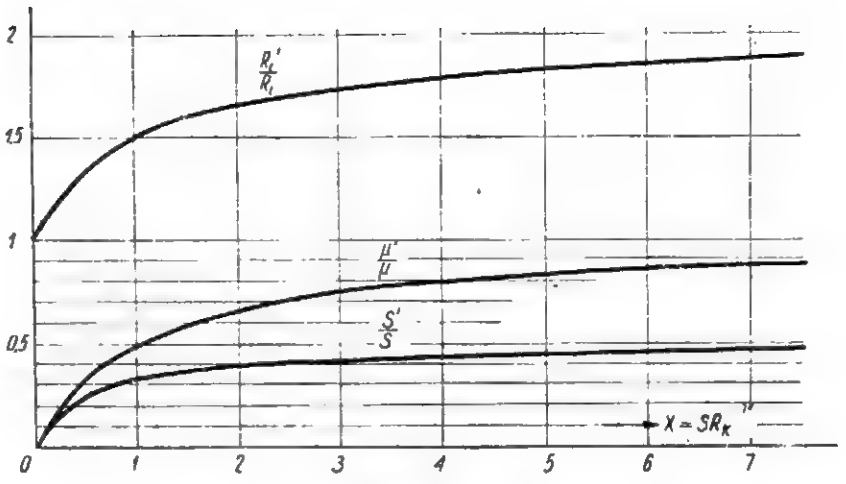
Y. Dlatego, aby otrzymać parametry zastępczej lampy w postaci unormowanej, znacznie wygodniejszej do dyskusji. We wzorach (24), (25) i (26) występują nie same wartości μ', S', R_i' lecz s t o s u n k i tych parametrów do odpowiednich parametrów lampy zastosowanej w układzie. Ponieważ z pewnością chodzi ci o to, aby zobaczyć, jak zmieniają się poszczególne wartości μ', S', R_i' zastępczej lampy w zależności od wielkości opornika katodowego R_k, kazałem ci wzory w ten właśnie sposób napisać.

Przekonaliśmy się już, że nie decyduje o tym sama oporność R_k, lecz raczej jej stosunek do oporności $1/S$ lampy. Stosunek ten oznaczyliśmy przez x. Rozpatrując nie same wartości μ', S', R_i', lecz ich stosunki do odpowiednich wartości μ, S i R_i, uwalniamy się, jak to widać patrząc na prawe strony wzorów (24), (25) i (26), od konkretnych wielkości fizycznych, a więc i od konkretnego układu i uogólniamy powyższe wzory na każdy dowolny układ tego typu.

X. Rozumiem. Otrzymujemy w ten sposób zależności generalne, z których można zawsze łatwo obliczyć interesujące nas wartości konkretne poszczególnych elementów układu.

Y. Popatrz wobec tego na wzór (24), który określa współczynnik amplifikacji lampy zastępczej, a raczej stosunek $\frac{\mu'}{\mu}$. Jak zmienia się ten stosunek ze wzrostem x, czyli pośrednio ze wzrostem oporności katodowej R_k?

X. Dla $x = 0$ ($R_k = 0$) mamy $\mu'/\mu = 0$, czyli $\mu' = 0$; wynika stąd, że układ w tych warunkach w ogóle nie wzmacnia. Jest to zresztą oczywiste, jeśli popatrzymy na rys. 1 i wyobrazimy sobie, że katoda prawej lampy jest uziemiona. Ponieważ i siatka tej lampy jest uziemiona, wobec tego w tych warunkach układ prawej lampy jest „martwy". Żeby do tego wniosku dojść, niepotrzebne były te wszystkie skomplikowane wzory.



Rys. 8

Y. Czy to jest wymówka?

X. Ależ nie. W ten sposób mógłby jednak pomyśleć ktoś obcy przysłuchujący się naszej dyskusji.

Y. Na to można by mu odpowiedzieć, że ten oczywisty fakt jest sprawdzianem słuszności naszych wyprowadzonych wzorów. Jeśliby jednak kogoś zapytać, jaki będzie współczynnik amplifikacji lampy zastępczej w przypadku nieskończenie dużej oporności katodowej R_k, z pewnością na to pytanie nie mógłby on dać żadnej rozsądnej odpowiedzi. My jednak ze wzoru (24) łatwo na to pytanie odpowiemy.

X. Gdy x rośnie do nieskończoności, stosunek μ'/μ zdąża do jedności. A więc dla $R_k = \infty$ współczynnik amplifikacji lampy zastępczej jest równy współczynnikowi amplifikacji jednej z lamp układu. Rzeczywiście, takiego wyniku nie można było w żaden sposób przewidzieć.

Y. Maksymalne wzmocnienie napięciowe, jakie możemy z tego układu uzyskać nie jest większe niż to, jakie daje tylko jedna lampa układu. Może mi teraz powiesz, jak zmienia się nachylenie S' zastępczej lampy, gdy oporność katodowa R_k zmienia się od zera do nieskończoności?

X. Sprowadza się to zagadnienie do zbadania zależności S'/S od x. Ze wzoru (26) wynika, że gdy x zmienia się od zera do nieskończoności — stosunek S'/S zmienia się od zera do wartości 1/2. Z tego wynika, że nachylenie charakterystyki zastępczej lampy jest w najlepszym przypadku (dla $R_k = \infty$) równe połowie nachylenia charakterystyki jednej z lamp układu.

Y. Dobrze. Pozostaje jeszcze zbadać zależność oporności wewnętrznej lampy zastępczej od zmiany oporności katodowej.

X. Odpowiedź otrzymamy analizując wzór (25). Dla $x = 0$ mamy $R_i'/R_i = 1$, czyli że oporność wewnętrzna lampy zastępczej dla $R_k = 0$ jest równa oporności wewnętrznej jednej z lamp układu. Gdy zaś $R_k = \infty$ ($x = \infty$), stosunek R_i'/R_i dąży do wartości 2. Ze wzrostem oporności katodowej oporność wewnętrzna lampy zastępczej rośnie.

Y. Czy nie uważasz, że byłoby korzystne narysowanie przebiegu wszystkich trzech parametrów lampy zastępczej na papierze milimetrowym? Dałoby to nam lepszy przegląd zależności parametrów zastępczych od wielkości opornika katodowego R_k.

X. Mogę to zrobić. Nie widzę jednak wielkiej korzyści, jaką może nam dać wykres, ponieważ ze wzorów (24—26) można w każdej chwili obliczyć żądane wartości parametrów.

Y. Nie gardź wykresami. Przekonasz się, że są one bardziej pożyteczne od suchych wzorów matematycznych.

X. Skończyłem wykres. Narysowałem go tak, jak chciałeś. (Rys. 8).

Y. Co możesz powiedzieć, patrząc na wykres, o przebiegach parametrów w zależności od x?

X. Przede wszystkim widzę, że wszystkie trzy parametry wzrastają gwałtownie, gdy x zmienia się w granicach od 0 do 2. Dalszy wzrost iksa powoduje już znacznie wolniejszy wzrost parametrów, a począwszy od $x=5$ wzrost ten jest prawie niedostrzegalny.

Y. Jakie stąd wnioski wynikają dla konstruktora takiego układu?

X. Że nie warto zwiększać oporności katodowej R_k ponad wartość wynikającą z $x = 5$, czyli ponad wartość $R_k = 5/S$. Dla lampy o nachyleniu: $S = 2$ mA/V mamy $1/S = 500\ \Omega$, a więc $5/S = 5 \cdot 500 = 2500\ \Omega$. Wobec tego zwiększenie wartości opornika R_k ponad 2500 Ω nie przynosi już większego zysku.

Muszę ci się przyznać, że takiego wyniku się nie spodziewałem. Wydawało mi się, że dla pełnego wykorzystania właściwości układu potrzebne są znacznie większe oporności katodowe, rzędu przynajmniej kilkudziesięciu tysięcy omów, a tu się okazuje, że wystarczające są już oporności rzędu kilku tysięcy omów. Wynika stąd, że wybór opornika katodowego R_k w tym układzie wcale nie jest krytyczny.

Y. Masz rację. Takie jednak pożyteczne wnioski praktyczne można było wysnuć jedynie na podstawie analizy wykresu, który tak niechętnie narysowałeś. Z samych bowiem wzorów matematycznych wnioski te tak jasno nie wynikają.

Skoro zdajemy sobie już dokładnie sprawę z warunków pracy układu, możemy dokończyć naszą analizę, obliczając jeszcze wzmocnienie napięciowe układu. Czy wiesz o co chodzi?

X. Oczywiście. Należy w tym celu najpierw obliczyć napięcie występujące na oporniku anodowym R_a (rys. 1.). Napięcie to, zgodnie z prawem Ohma równe jest

$$\bar{U}_a = R_a \cdot \bar{I}_{a2}$$

Ponieważ prąd anodowy $\bar{I}_{a2}$ obliczyliśmy poprzednio (wzór 16), wobec tego:

$$U = \frac{\frac{\mu U \cdot R_a}{1 + 1/x}}{\frac{2 + 1/x}{1 + 1/x} \cdot R_i + R_a} \qquad (27)$$

W powyższym wzorze „x" ma to samo znaczenie co poprzednio, mianowicie: $x = SR_k$.

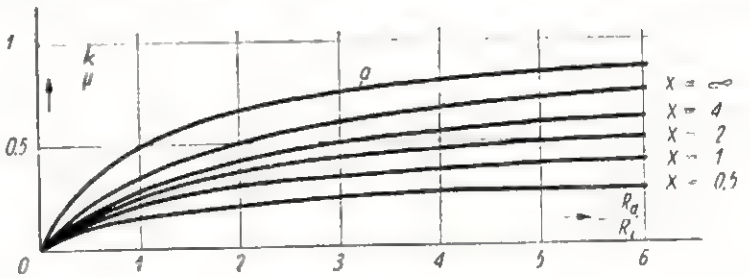
Y. Wygodnie będzie nieco uprościć postać wzoru (27) i podzielić obie jego strony przez U, aby otrzymać współczynnik wzmocnienia napięciowego układu:

$$k = \frac{\bar{U}_a}{U} = \frac{\mu}{(2 + 1/x)\frac{R_i}{R_a} + (1 + 1/x)} \qquad (28)$$

Jak wynika z powyższego wzoru, wzmocnienie napięciowe k układu zależy z jednej strony od x, z drugiej zaś od stosunku $\frac{R_a}{R_i}$, który możemy oznaczyć przez „y", czyli podstawić $y = \frac{R_a}{R_i}$. Wzór (28) można więc napisać w postaci znormalizowanej:

$$z = \frac{k}{\mu} = \frac{1}{(1+1/x)+1/y(2+1/x)} \qquad (29)$$

X. Wzór (28) przedstawia w tej postaci stosunek współczynnika wzmocnienia „k" układu katodyny do współczynnika amplifikacji μ jednej z lamp układu. Można stosunek ten, w zależności od „y" wykreślić graficznie, przy różnych wartościach parametru x, czyli przy różnych wartościach opornika katodowego R_k. Zrobiłem to na rysunku 9.



Rys. 9

Y. Proponuję narysować na tym samym rysunku wzmocnienie, jakie uzyskalibyśmy w normalnym układzie wzmacniacza oporowego przy zastosowaniu jednej tylko lampy. Jak wiesz, wzmocnienie takiego układu oblicza się dla triody według wzoru:

$$k = \frac{\mu}{1 + 1/y} \qquad (30)$$

X. Zrobiłem to. Narysowałem zależność stosunku $\frac{k}{\mu}$ od zmiennej y. Jest to krzywa „a" na rys. 9.

Widzę, że wzmocnienie katodyny jest zawsze mniejsze od wzmocnienia, jakie można uzyskać za pomocą jednej tylko lampy, nawet wtedy, gdy wartość opornika katodowego R_k jest nieskończenie duża ($x = \infty$). Krzywa odpowiadająca parametrowi $x = \infty$ jest graniczną krzywą układu i praktycznie tego rodzaju wzmocnienie jest nieosiągalne. Z rodziny krzywych narysowanych na rys. 9 wynika jednak, że już przy $R_k = 4/S$, czyli przy $x = 4$ krzywa wzmocnienia układu jest bardzo bliska krzywej granicznej (dla $x = \infty$). Potwierdza się znowu to, do czego poprzednio już doszliśmy: nie warto zwiększać oporności katodowej R_k ponad wartość $4/S$ — $5/S$.

Y. Zauważ również, że ze wzrostem oporności anodowej R_a, czyli ze wzrostem y krzywe z początku szybko wzrastają, a następnie, począwszy od wartości zmiennej y równej około 5 przechodzą stopniowo w linie poziome. Wynika stąd wniosek: nie warto również silić się na zwiększanie wartości opornika anodowego ponad wartość $R_a = 5 \cdot R_i$, nie wiele bowiem na tym zyskujemy.

X. Wydaje się wobec tego, że najkorzystniejszy wybór elementów układu będzie następujący: $y = 5$, $x = 5$; to znaczy, że wybierzemy opornik R_a równy pięciokrotnej wartości oporności wewnętrznej R_i lampy, a opornik katodowy R_k równy pięciokrotnej wartości oporności $1/S$ lampy. Np. dla lampy o oporności wewnętrznej $R_i = 20$ kΩ oporność anodowa powinna być równa 100 kΩ, a oporność katodowa R_k równa $5/S$, czyli dla lampy o nachyleniu $S = 1{,}5$ mA/V, $R_k = 3350\ \Omega$. Możemy oporność tę zaokrąglić do 5000 Ω. Nie będzie również źle, jeżeli zamiast 5000 Ω zastosujemy opornik o wartości 10 000 Ω.

Y. Oczywiście. Ze zwiększaniem oporności katodowej nie należy

jednak zbytnio przesadzać, zwłaszcza gdy wzmacniacz ma przenosić szeroką wstęgę częstotliwości. Im mniejsze są bowiem oporności w układzie lampowym, tym mniej dają się we znaki szkodliwe pojemności wewnętrzne lampy, które z reguły bocznikują oporności użyteczne i wskutek tego powodują spadek wzmocnienia w zakresie większych częstotliwości.

X. Przy wspomnianych wartościach oporników i parametrach lampy, należy przewidywać, jak wynika z wykresów na rys. 9, wzmocnienie układu równe około 0,65 μ. W przypadku zastosowania triod o współczynniku amplifikacji $\mu = 35$, wzmocnienie napięciowe k będzie równe: $0{,}65 \cdot 35 = 22{,}7$.

Myślę, że mając wykres rodziny krzywych, pokazanych na rys. 9 zagadnienie wzmocnienia, jakie daje układ katodyny jest całkowicie rozwiązane.

Y. Uważasz więc, że możnaby na tym dyskusję naszą zakończyć? Pozwolisz, że ci przypomnę początek naszej rozmowy. Przedstawiłeś mi układ katodyny jako przez ciebie wynalezionej, z wyraźnym podkreśleniem zalety tego układu, jeśli chodzi o przydźwięk sieci pochodzący z żarzenia katody lampy podwójnej. O tym jednak dotychczas nie było mowy.

X. Słusznie. Obawiam się jednak, że analiza układu z tego punktu widzenia nie będzie łatwa.

Y. Jeżeli nie czujesz się jeszcze zmęczony — możemy spróbować zagadnienie to rozwiązać. Nie wydaje mi się to zbyt trudne.

X. Mam wielką ochotę, ale nie przypuszczałem, że już tak późno. Proponuję, jeżeli można, odłożyć tę dyskusję do innej okazji. Już i tak dość dużo czasu poświęciliśmy zagadnieniu analizy układu katodyny. Wiem teraz, co o niej sądzić i w jakich przypadkach najlepiej układ ten zastosować. Dzięki dzisiejszej dyskusji wyjaśniłem sobie wiele wątpliwości i mogę powiedzieć że orientuję się już dokładnie w pracy tego układu lampowego. Spróbuję wszystkie uzyskane dzisiaj wiadomości, które tobie zawdzięczam, wykorzystać w mojej pracy zawodowej. Szkoda tylko, że z naszej dyskusji ja tylko skorzystałem. Myślę, że i moi koledzy chętnie przysłuchaliby się naszej rozmowie.

Y. Nie martw się o to. Całą naszą rozmowę przezornie utrwaliłem na taśmie.

M. R.

PLAN WYDAWNICZY REDAKCJI KSIĄŻEK ŁĄCZNOŚCI WK NA ROK 1960

ŁĄCZNOŚĆ

RADIOTECHNIKA

Antoniewicz J., Majewski Z.

PODSTAWY RADIOTECHNIKI — TEORIA OBWODÓW

Wyd. II, poziom II/III, ark. wyd. 10, nakład 5000 egz.

W książce omówiono najważniejsze własności podstawowych układów radiotechnicznych: obwodów rezonansowych, obwodów sprzężonych, czwórników, filtrów i obwodów nieliniowych. Ponadto krótko zanalizowano zasadnicze właściwości drgań złożonych, modulacji amplitudy i detekcji. Wykład oparto na elementarnych wyprowadzeniach zasadniczych zależności matematycznych oraz na ich dokładniejszej analizie.

Książka jest pierwszą częścią podręcznika podstaw radiotechniki dla trzeciej klasy technikum radiotechnicznego, a może służyć również jako podręcznik dla zaawansowanych radiotechników oraz jako wstęp do studiów dla studentów wyższych uczelni.

Borowski H.

CEWKI DO ODBIORNIKÓW

Wyd. III, poziom II, ark. wyd. 12, nakład 10 000 egz.

Książka w krótkiej i przystępnej formie zapoznaje czytelnika z typami cewek, podaje ich konstrukcję, sposoby obliczania, metody rozciągania pasm krótkofalowych oraz pomiary cewek.

Praca jest przeznaczona dla radioamatorów, klubów i kół radioamatorskich oraz może być pomocną dla punktów usługowych naprawy sprzętu radiotechnicznego.

Hołownia J.

ODBIORNIKI RADIOFONICZNE STROJONE INDUKCYJNOŚCIĄ

Wyd. I, poziom III, ark. wyd. 10, nakład 10 000 egz.

W dobie rozwoju motoryzacji konstruktorzy radiowi szukają dobrego rozwiązania odbiornika samochodowego, który powinien odpowiadać wielu szczególnym wymaganiom ze względu na trudne warunki pracy i ograniczoność miejsca w samochodzie. Podobne wymagania stawia się odbiornikom radiowym turystycznym. Właśnie odbiorniki radiowe strojone zmianą indukcyjności (powszechnie używane odbiorniki są strojone zmianą pojemności — kondensatorem) spełniają lepiej wspomniane warunki od odbiorników pozostałych.

Książka wyjaśnia różnice konstrukcyjne, jakimi odznaczają się odbiorniki strojone zmianą indukcyjności, ich zalety i wady oraz podaje, jak samodzielnie zbudować taki odbiornik w warunkach radioamatorskich. Przeznaczona jest dla zaawansowanych radioamatorów.

Kacprowski J.

ZARYS ELEKTROAKUSTYKI

Wyd. II, poziom III, ark. wyd. 15, nakład 3000 egz.

Książka w sposób przystępny ujmuje wiadomości podstawowe z zakresu akustyki i elektroakustyki, podaje zasady działania przetworników elektroakustycznych, głośników, słuchawek i mikrofonów. Omawia sposoby zapisywania i odtwarzania dźwięków, opisuje akustykę studiów i sal oraz jakość odtwarzania przebiegów dźwiękowych. Na zakończenie praca podaje wiadomości z dziedziny miernictwa elektroakustycznego oraz telefonometrii.

Przeznaczona jest dla tele- i radiotechników, zatrudnionych w Przedsiębiorstwach Polskiego Radia, Radiofonizacji Kraju i Filmu Polskiego oraz może być lekturą uzupełniającą dla radioamatorów i słuchaczy wydziałów łączności szkół wyższych.

Klimczewski Cz.

ABC RADIOAMATORA

Wyd. IV, poziom II, ark. wyd. 18, nakład 40 000 egz.

Książka ujmuje w sposób bardzo przystępny i popularny zjawiska elektrotechniki i radiotechniki oraz daje praktyczne wskazówki wykonania najprostszych aparatów detektorowych i wzmacniaczy lampowych.

Książka przeznaczona jest dla młodych radioamatorów, zrzeszonych w szkolnych klubach, kołach i świetlicach oraz dla tych radiosłuchaczy i czytelników, którzy interesują się radiotechniką, a nie mają odpowiedniego przygotowania teoretycznego.

Klimczewski Cz.

JAK CZYTAĆ SCHEMATY RADIOWE

Wyd. IV, poziom III, ark. wyd. 20, nakład 30 000 egz.

Książka ta zaznajamia czytelnika z symbolami poszczególnych elementów odbiorczych urządzeń radiowych i uczy na przykładach czytać schematy oraz daje praktyczne wskazówki, które mogą być wykorzystane przy budowie i naprawie odbiorników radiowych. Przeznaczona jest dla szerokich rzesz radioamatorów, którzy po przyswojeniu sobie zasad radiotechniki pragną wypróbować swe siły w samodzielnej pracy radioamatorskiej.

Kozak K.

HARCERSKA SŁUŻBA ŁĄCZNOŚCI RADIOWEJ

Wyd. I, poziom II, ark. wyd. 10, nakład 5000 egz.

Żywiołowy udział młodzieży w ruchu harcerskim w Polsce można podtrzymać tylko przez wzbudzenie zainteresowań młodzieży i urozmaicenie ich zajęć. Dziedziną powszechnie lubianą i skupiającą liczne zastępy amatorów jest radiotechnika.

Omawiana książka ma właśnie wyjaśnić w przystępnej formie znaczenie radiotechniki we współczesnym społeczeństwie nie tylko przez wyłożenie zasad teoretycznych, przez opis budowy i działania urządzeń radiowych, lecz także przez wprowadzenie łączności radiowej do gier terenowych harcerskich. W ten sposób za pomocą ciekawych rozrywek następuje utechnicznienie przyszłego pokolenia, jak również ułatwia się młodzieży wybór zawodu.

Książka przeznaczona jest dla harcerzy posiadających ogólne przygotowanie w zakresie szkoły ogólnokształcącej.

Praca zbiorowa

MAŁY ATLAS LAMP ELEKTRONOWYCH CZ. II

Wyd. I, poziom III, ark. wyd. 60, nakład 20 000 egz.

Praca będzie zawierać zbiór powszechnie używanych w Polsce lamp elektronowych. Na uwagę zasługuje specjalne ujęcie kartotekowe wydawnictwa. Na każdej kartce będzie zamieszczony schemat lampy i cokołu wraz z danymi technicznymi odniesionymi do poszczególnych elektrod lampy oraz wykaz lamp zastępczych z objaśnieniami. Kartki atlasu są rozdzielane i dają się wyjmować. Atlas taki jest niezbędny dla każdego inżyniera, technika, magazyniera i sprzedawcy, którzy mają do czynienia w swej codziennej praktyce z lampami elektronowymi. Poza tym praca będzie niezastąpionym podręcznikiem praktycznym dla punktów usługowych naprawy sprzętu radiotechnicznego oraz tak dla początkujących, jak i dla zawansowanych radioamatorów.

Sawicki J.

RADIOKOMUNIKACYJNE URZĄDZENIA NADAWCZE

Wyd. I, poziom II/III, ark. wyd. 30, nakład 5000 egz.

Książka zapoznaje czytelnika z opisem zasad działania, budowy i eksploatacji urządzeń nadawczych, są tu opisane układy wielkiej i małej częstotliwości, modulacja i manipulacja, urządzenia zasilające i pomocnicze, schematy i konstrukcje typowych nadawczych urządzeń radiokomunikacyjnych oraz własności nadajników i ich badania.

Książka jest przeznaczona w zasadzie jako podręcznik dla uczniów kl. IV technikum telekomunikacyjnego, wydziału radiokomunikacyjnego, mogą z niej korzystać również studenci wydziału radiokomunikacyjnego, personel obsługujący radiostacje oraz radioamatorzy krótkofalowcy. Autor jest dobrym fachowcem radiotechnikiem. W pracy zawodowej jest ściśle związany ze szkolnictwem. Wydał kilka prac z dziedziny elektroradiotechniki.

Skarbiński Z., Pomierny B.

WZMACNIAKI

Wyd. II, poziom II/III, ark. wyd. 32, nakład 3000 egz.

Książka zawiera opis budowy i działania urządzeń spotykanych we wzmacnianych łączach telefonii naturalnej. Opisane są tu różne układy wzmacniakowe, krajowe i zagraniczne, budowa i wyposażenie stacji wzmacniakowych, współpraca stacji wzmacniakowych z CMm oraz poruszane są zagadnienia lokalizacji, projektowania, konserwacji i eksploatacji stacji wzmacniakowych.

Zasadniczo praca przeznaczona jest dla uczniów kl. V technikum telekomunikacyjnego, może jednak być również dużą pomocą dla techników i monterów zatrudnionych na stacjach wzmacniakowych. Autorzy są doświadczonymi fachowcami w dziedzinie budowy i eksploatacji stacji wzmacniakowych oraz w nauczaniu tego przedmiotu.

Sowiński A.

ELEKTRONICZNE MASZYNY LICZĄCE

Wyd. I, poziom III, ark. wyd. 18, nakład 3000 egz.

Książka niniejsza będzie pierwszą w Polsce publikacją książkową dotyczącą tak ciekawego i popularnego w innych krajach tematu jakim są elektroniczne maszyny liczące. Olbrzymi rozwój maszyn liczących i coraz szersze ich zastosowanie w wielu dziedzinach wymaga jak największej popularyzacji tego zagadnienia. Niniejsza książka będzie wprowadzeniem dla tych czytelników, którzy chcieliby nieco bliżej poznać tę dziedzinę. Omówione w niej będą zasady pracy podstawowych typów maszyn liczących ze szczególnym uwzględnieniem sposobu posługiwania się nimi w zakresie wykonywania zadań matematycznych, technicznych i handlowych. Ponadto zostaną podane przykłady maszyn liczących użytkowanych za granicą.

Szczurek M.

URZĄDZENIA RADIOLOKACYJNE I ICH EKSPLOATACJA

Wyd. I, poziom III, ark. wyd. 45, nakład 3000 egz.

W książce zostaną opisane zasady działania i praca urządzeń radiolokacyjnych, anteny radiolokacyjne i rozchodzenie się fal, linie przesyłowe, odbiorniki i nadajniki radiolokacyjne, wskaźniki, urządzenia automatyczne i zdalnego sterowania oraz zasady prawidłowej eksploatacji i konserwacji urządzeń radiolokacyjnych zarówno żeglugi powietrznej, jak i morskiej. Książka jest przeznaczona dla personelu techniczno-inżynieryjnego, pracującego przy obsłudze i konserwacji urządzeń radiolokacyjnych. Może służyć również cenną pomocą dla radioamatorów, uczniów szkół technicznych i studentów pragnących pracować w tej dziedzinie.

TELEWIZJA

Borowski H., Wągrowski S.

TELEWIZYJNE ANTENY ODBIORCZE

Wyd. II, poziom II/III, ark. wyd. 17, nakład 20 000 egz.

W książce opisane są podstawy fizyczne działania anten telewizyjnych linii zasilowych oraz szczegółowa konstrukcja i instalacja różnych typów anten telewizyjnych stosowanych w praktyce zarówno przy odbiorze bliskim, jak i dalekim.

Książka jest przeznaczona dla radioamatorów i radiotechników, mogą z niej jednak korzystać również użytkownicy odbiorników telewizyjnych.

Klimczewski Cz.

ABC TELEWIZJI

Wyd. I, poziom II, ark. wyd. 28, nakład 30 000 egz.

Książka ABC telewizji jest rodzoną siostrą dziełka „ABC radioamatora", które rozeszło się w dziesiątkach tysięcy egzemplarzy. Podobnie jak w poprzedniej książce autor opisuje tu i wyjaśnia zasady telewizji w sposób przystępny i z humorem, dając najczęściej porównania z prostymi zjawiskami i czynnościami z życia. Ten sposób pisania ułatwia czytanie i zrozumienie książki, wymaga jednak dużej ilości ilustracji, dlatego też liczba rysunków wynosi 1220 sztuk.

Odbiorcami książki będą nie tylko posiadacze odbiorników telewizyjnych nie mający wykształcenia technicznego, lecz także radioamatorzy, radiosłuchacze i inni interesujący się telewizją.

Sowiński A.

ZASADY TELEWIZJI

Wyd. II, poziom II/III, ark. wyd. 12, nakład 20 000 egz.

Książka omawia zastosowanie telewizji oraz dotychczasowy oraz przez uczniów technikum kolejowego.
jej stan rozwoju, podaje zasady telewizyjnej techniki nadawczej i odbiorczej, a następnie omawia wyczerpująco poszczególne elementy i urządzenia stosowane w technice telewizyjnej. Poza tym praca będzie zawierała przegląd schematów dotychczas używanych odbiorników telewizyjnych.

Przeznaczona jest dla techników, radioamatorów oraz wszystkich czytelników zainteresowanych zagadnieniami telewizji.

Kupię krótkofalowy radioodbiornik komunikacyjny na pasma amatorskie.

ANDRZEJ BIEROŃSKI
Katowice, Sienkiewicza 45

Przegląd wydawnictw

„Telewizja? ...ależ to bardzo proste." E. Ajsberg. Tłumaczyli z francuskiego: mgr inż. W. RABĘCKI i dr inż. M. RAJEWSKI. **PWT, Warszawa, 1959. Wydanie I, nakład 30 253 egz., str. 164, cena 18 zł.**

Do rąk czytelników nie mających przygotowania technicznego, a pragnących bliżej poznać tajniki telewizji, trafia książka napisana w formie pogadanek, które na wesoło i w bardzo przystępny sposób wyjaśniają podstawy telewizji, zasady działania odbiorników i nadajników telewizyjnych oraz ogólne podstawy telewizji barwnej. Autor posłużył się tu wypróbowaną już przedtem (w książce pt. „Radio? ...ależ to bardzo proste") i opartą na własnym doświadczeniu pedagogicznym metodą wyjaśniania skomplikowanych problemów w sposób nader prosty, sięgając do pomysłowych przykładów i porównań, obrazków i rysunków zapełniających margines książki, wprowadzając dialog (obeznanego już nieco z radiotechniką Ignasia Pytalskiego z młodym technikiem Genkiem Mądralskim) stanowiący ujętą w ramy 20 pogadanek treść książki. Charakterystyczną cechą tej pod każdym względem oryginalnej publikacji jest poza tym wyeliminowanie z niej matematyki, a więc wzorów, obliczeń liczbowych itp., co jednakże bynajmniej nie jest równoznaczne z omijaniem trudności i upraszczaniem ich za wszelką cenę. Kto chce korzystać z pożytkiem z omawianego opracowania, powinien wiedzieć jak działa lampa elektronowa, znać podstawowe układy wzmacniania, detekcji i przemiany częstotliwości. Bo — jak już podkreśla autor w przedmowie — „jest to podręcznik telewizji, przynajmniej w tym stopniu, w jakim jego treść może być zrozumiała dla wszystkich, którzy jeszcze nigdy zagadnień telewizyjnych nie studiowali, lecz posiadają elementarne wiadomości z radiotechniki".

Telewizja stanowi jeszcze młodą gałąź techniki, która niedawno wyszła za progi laboratoriów i rozpowszechnia się na szeroką skalę. Niewątpliwie każdy użytkownik telewizora, stykający się bezpośrednio z tym nowym sposobem teletransmisji odczuwa chęć bliższego zapoznania się z mechanizmem działania aparatu. Pomoże mu w tym niezawodnie przestudiowanie (a jeśli ten wyraz zastąpimy słowem „przeczytanie" trafimy w sedno rzeczy) zaawizowanej tu książki, której tłumacze bezbłędnie, w poprawnej redakcji i ładnym stylu uporali się z przekładem na język polski. Szata wydawnicza zasługuje na pochlebną ocenę, a przystępna cena zachęca do nabycia książki bez poważniejszego dla kieszeni uszczerbku. Duży — jak na książkę o ograniczonej tematyce technicznej — nakład obliczony jest na masowe spopularyzowanie nowo wydanej pozycji. Że spełni ona swe zadanie, można być pewnym. Jak również i tego, że spotka się z życzliwym przyjęciem przez Czytelników.

Inż. A. Witort i mgr inż. R. Trechciński — „Zasady rozgłaszania przewodowego". Państwowe Wydawnictwa Techniczne, Warszawa 1959. Wydanie I, nakład 2053 egz., str. 300, cena 40 zł.

Literaturę poświęconą technice rozgłaszania przewodowego (czyli radiofonii przewodowej) oraz nagłaśniania pomieszczeń i przestrzeni otwartej — wzbogacili autorzy nowowydanej książki wartościową pozycją. Obejmuje ona podstawowe teoretyczne i praktyczne wiadomości o radiowęzłowych urządzeniach stacyjnych, liniowych i głośnikowych, ich właściwościach, parametrach, strukturze i zasadach projektowania. Jakkolwiek przeznaczona dla personelu technicznego (inżynierów i techników) zajmującego się rozgłaszaniem przewodowym i nagłaśnianiem oraz dla studiujących w wyższych technicznych zakładach naukowych — książka ta, a w pewnej mierze podręcznik — zasługuje jak najbardziej na wnikliwe przestudiowanie przez ogół radioamatorów z rzetelnym dla nich pożytkiem. Znajdą w niej bowiem obfity, źródłowo opracowany przyczynek informacyjny z dziedziny radiotechniki, w szczególności na temat: wzmacniaczy małej częstotliwości (wskaźniki jakościowe, metody określania zniekształceń nieliniowych; sprzężenia zwrotne; zniekształcenia fazowe; układy specjalne; wzmacniacze mocy; typowe wzmacniacze dla rozgłaszania przewodowego); urządzeń stacyjnych (anteny i uziemienia; odbiorniki sterujące; urządzenia mikrofonowe oraz do reprodukcji dźwięku utrwalonego na płytach lub taśmach, urządzenia zasilające, łączeniowe, pomiarowe, kontrolne i sygnalizacyjne, zabezpieczające, konstrukcje nośne;) urządzeń głośnikowych (rodzaje głośników i obudowy akustycznej, właściwości elektryczne, moc, warunki do spełnienia); sieci przewodowych (struktura, rodzaje, właściwości torów przesyłowych, wymagania pod względem elektrycznym, charakterystyka linii), projektowania sieci, zasad nagłaśniania informacyjnego, rozrywkowego, artystycznego (intensywność dźwięku, pasmo częstotliwości, moc urządzeń, rozmieszczenie i wybór urządzeń, obciążalność torów oraz parametry). Nie pominięto w książce również tak istotnych tematów jak systemy doprowadzania audycji do stacji i podstacji radiowęzła (źródła audycji: odbiór radiostacji UKF z modulacją częstotliwości; odbiór radiostacji średnio- i długofalowych z modulacją amplitudy; przesyłanie audycji torami przewodowymi w pasmie naturalnym oraz torem przewodowym przy wykorzystaniu systemu nośnego), a także automatyzacja urządzeń (zdalna obsługa, kontrola zwrotna, sygnalizacja). Końcowy rozdział zawiera m. in. współczynniki obciążalności torów i parametry oraz tablice i wykresy funkcji hiperbolicznych zmiennej zespolonej. Całość wywodu uzupełniają wzory matematyczne, tablice, wykresy, schematy i (niestety, nieliczne) fotografie.

Dużą niewątpliwie zaletą książki jest jej równy poziom, zwięzłość ujęcia, przejrzysty układ i wzorowe wydanie; cechy te zasługują w pełni na jak najlepsze przyjęcie przez czytelnika. Należy tylko żałować tak późnego jej wydania. W swoim czasie, a więc w początkowym okresie wprowadzania nowego na naszym gruncie systemu rozgłaszania przewodowego i jego intensywnej rozbudowy, oddała by niepomiernie więcej korzyści realizatorom pionierskiej akcji radiofonizowania systemem przewodowym. Nie znaczy to oczywiście, aby publikowana teraz praca miała się minąć z aktualnymi potrzebami.

Reasumując, należy stwierdzić — że książka „Zasady rozgłaszania przewodowego" może oddać niemałą przysługę zaawansowanym radioamatorom, decydującym się na jej przestudiowanie. Powinna się też znaleźć na półce każdego radioamatorskiego księgozbioru.

Cena zł 5.—

Tadeusz Pszczołowski — „Na telewizyjnym ekranie". Wydawnictwo Artystyczne i Filmowe, Warszawa 1959. Wydanie II (poprawione i uzupełnione), nakład 5250 egz., str. 164, cena 15 zł.

Autor, znany już z poprzednich publikacji książkowych, popularyzator ogólnej wiedzy radiowo-telewizyjnej — i tym razem oddał rzetelną przysługę czytelnikom, wprowadzając ich nader interesująco snutym wątkiem prelekcyjnym w kulisy telewizyjnego ekranu. Ale słowo „kulisy" nie ma tu charakteru zawiłych dociekań z zakresu klasycznej techniki, naszpikowanych definicjami, wzorami matematycznymi, schematami, tablicami, wykresami. Nie, nic z tych rzeczy, które cechują podręcznik naukowy w dosłownym słowa znaczeniu. Popularyzując wiedzę o telewizji, poszedł autor inną, własną, a dla szerokiego ogółu entuzjastów nowej Muzy wyjątkowo interesującą drogą, wybierając coś pośredniego między reportażem a cyklem pogadanek, ilustrowanych źródłowymi danymi, opisowymi przyczynkami, ciekawymi przykładami, fotografiami i pomysłowo wykonanymi rysunkami. Tak właśnie ujęty i podany materiał pozwoli nawet laikom zrozumieć istotę i ogólną zasadę działania urządzeń telewizyjnych, a jednocześnie „wtajemniczonym" w ich arkana techniczne — rozszerzyć ogólne horyzonty i poznać wiele niezgłębionych jeszcze przez nich zagadnień lub ciekawostek. Tym bardziej, że na całość pojęcia telewizji składa się nie tylko sama strona techniczna, a więc aparatura i technika; dla telewizji pracują specjaliści różnych branż i zawodów: poeci, plastycy, aktorzy, muzycy, reżyserzy, pisarze, scenarzyści... Ta najmłodsza i pełna wdzięku Muza jest przecież sztuką opartą na wykorzystaniu najnowszych zdobyczy techniki.

Książka podzielona jest na kilka zamkniętych w sobie, a harmonijnie powiązanych w całość tematów. Pierwszy z nich „Narodziny telewizji" zaznajamia z początkowymi pomysłami, odkryciami i próbami uczonych i konstruktorów, systemami (telewizja mechaniczna, elektronowa) oraz historią rozwoju XI Muzy w Polsce, a ponadto z planami jej rozbudowy w perspektywie długofalowej (ujęcie graficzne w formie mapek). Popularnemu opisowi mechanizmu powstawania obrazu na ekranie telewizyjnym poświęcił autor drugi z kolei rozdział: „Co potrafią elektrony", by już w następnym oprowadzić czytelnika po gmachu Ośrodka Telewizyjnego i pokazać mu urządzenia techniczne oraz zademonstrować pracę realizatorów programu. Dwa następne rozdziały zaznajamiają z tajnikami realizowania transmisji widowisk spoza studia (wozy transmisyjne, kamery sprawozdawcze) oraz nadawania programu z taśmy filmowej. Przychodzi wreszcie kolej na opis samej stacji nadawczej i systemów przekaźnikowych, a następnie na „przeszkolenie" posiadaczy telewizorów w prawidłach obsługi aparatu („gałkologia") i zasadach korzystania z niego. Całość zamykają końcowe rozdziały „Telewizja kolorowa" i „Telewizja przyszłości".

Cóż można jeszcze dodać do tej krótkiej wzmianki o bogatej w treść i kunszt słowa — książce? Staranne wydanie, dobry papier i druk, wyraźne reprodukcje, udana w koncepcji okładka, pomysłowo wykonane rysunki, dokładna korekta, a przy tym wszystkim — przystępna cena... Tę książkę warto nabyć. I to najrychlej. Będzie nie tylko ozdobą biblioteczki technicznej, ale i źródłem wielu ciekawych, na ogół mało znanych, informacji o sztuce telewizyjnej.

Czy wiecie, że...

◆ W zakładach Bendix Aviation Corporation zbudowano ostatnio aparaturę radarową, która ma służyć jako urządzenie ostrzegawcze dla kierowców samochodowych. Zainstalowana na przedniej części wozu antena radarowa wysyła z chwilą uruchomienia aparatury impulsy w kierunku ruchu pojazdu. Trafiając na przeszkodę, impulsy odbijają się i uruchamiają przyrząd akustyczny w kabinie kierowcy. Odpowiednio do tonu i siły sygnału ostrzegawczego, kierowca orientuje się co do odległości i kierunku przeszkody. Stosowanie sygnalizacji radarowej przy użyciu ekranu (metoda optyczna) było w praktyce mało przydatne z uwagi na konieczność obserwowania jezdni i ryzyko odrywania wzroku na ekran.

◆ W wyniku zachodzących w akumulatorze ołowianym (podczas wyładowania się) reakcji elektrotechnicznych osadza się na jego płytach miękka, gąbczasta powłoka siarczanu ołowiowego, która po stwardnieniu zatyka pory płyt. Akumulator zostaje zasiarczony i wskutek tego przestaje działać. Jako środek zapobiegawczy stosują ostatnio zagranicą preparat kadmowy, który wprowadza się do elektrolitu w nowym akumulatorze. Domieszka ta zapobiega zanieczyszczaniu płyt, a dodana do elektrolitu w używanym akumulatorze powoduje zanik zasiarczenia i przywraca pierwotną pojemność akumulatora.

◆ W USA (stan Luisiana) będzie zakończona w roku 1961 budowa wielkiej, nowoczesnej siłowni sterowanej przez urządzenia elektronowe. Proces obsługi eksploatacyjnej tego obiektu będzie obejmował bez mała 800 operacji, nie licząc rejestrowania szeregu wielkości (temperatura, ciśnienie, wielkość przepływu i in.) realizowanego w kilkuset różnych miejscach. W urządzeniach elektronowych zamiast lamp znajdzie zastosowanie blisko 4000 tranzystorów i z górą 7 000 diod. Zespoły sterujące nie będą posiadały części ruchomych. Dzięki temu zostanie osiągnięta duża niezawodność ich działania.